



# ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación:

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Título del proyecto:

**ANÁLISIS DE UN SISTEMA OPTICO DE DOS ESPEJOS EN LA  
BANDA DE THz PARA LA CAPTACION DE IMÁGENES EN  
APLICACIONES DE SEGURIDAD.**

Belén Castellón Fernández de Pinedo

Ramón Gonzalo García

Pamplona, 27 Junio 2014



## **Agradecimientos**

El primer lugar agradezco a mi tutor Ramón Gonzalo y a Itziar Maestrojuán toda la ayuda prestada para la elaboración del presente proyecto final de carrera.

Por otro lado, me gustaría también agradecer a mis padres, hermanos y tías todo el apoyo que me han dado durante estos duros años de carrera, sin ellos estoy segura de que no hubiera logrado mi objetivo.

Muchas gracias a todos.



## Índice

0-RESUMEN .....	8
1-INTRODUCCIÓN .....	9
2-INTRODUCCIÓN A LOS SISTEMAS DE CAPTACIÓN DE IMÁGENES TRABAJANDO EN LA BANDA DE THz .....	10
3-COMPORTAMIENTO FÍSICO DE LAS ONDAS ELECTROMAGNETICAS EN UN SISTEMA ÓPTICO TRABAJANDO EN LA BANDA DE THz .....	12
3.1-Cuasi-óptica .....	12
3.2-Frecuencias mayores a THz => Óptica geométrica .....	14
3.3-Frecuencias menores a THz => Propiedades y propagación de las ondas electromagnéticas.....	23
3.4-THz en el espectro electromagnético y sus propiedades – Cuasi-óptica .....	27
4-TIPOS DE FEED UTILIZADOS EN SISTEMAS ÓPTICOS: ANTENAS DE BOCINA .....	28
4.1-Bocinas sectoriales y piramidales .....	28
4.2-Bocina Piramidal Corrugada .....	35
4.3-Bocinas cónicas.....	36
4.4-Bocinas cónicas corrugadas .....	38
5-RAYOS GAUSSIANOS.....	39
5.1-Propagación de un haz de rayos Gaussiano .....	39
5.2-Transformación de un haz Gaussiano .....	45
6-SISTEMAS CUASI-ÓPTICOS Y HACES GAUSSIANOS.....	51
6.1-Introducción.....	51
6.2-Sistemas multireflectores cuasi-ópticos.....	53

7-DISEÑO, FUNCIONAMIENTO Y ANÁLISIS DEL SISTEMA REAL.....	64
7.1-Diseño .....	64
7.2-Funcionamiento y captación de imágenes.....	70
7.3-Análisis.....	71
7.3.1-Estudio de la directividad óptima de las bocinas .....	73
7.3.2-Análisis de los resultados obtenidos y elección de la directividad optima para el diseño del sistema .....	122
7.3.3-Ampliación del array receptor a 16 elementos .....	131
7.4-Diseño mecánico.....	140
7.4.1- Caja óptica.....	141
7.4.2- Reflectores .....	142
7.4.3- Chasis y Carenado .....	143
8-REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	146



## **0-RESUMEN**

El presente Proyecto Final de Carrera trata de analizar un sistema óptico de dos espejos en la banda de Terahercios para la captación de imágenes en aplicaciones de seguridad.

El sistema óptico está formado por dos espejos elípticos en configuración Cassegrain que se mueven y fue diseñado para trabajar a una frecuencia de 90 GHz.

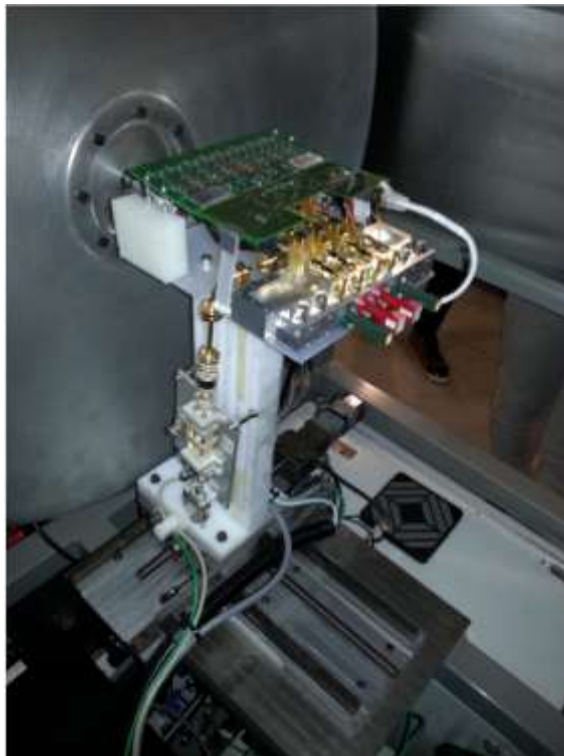
El receptor, por otro lado, está formado por un array de 8 bocinas rectangulares dispuestas en 1 fila y 8 columnas (1x8) tal y como se muestra en la Figura 1.

Tras el estudio del array simple, se realiza una ampliación del tamaño del array, ahora estará formado por 16 elementos dispuestos en 2 filas y 8 columnas (2x8).

A parte del análisis del sistema, se pretende optimizar su funcionamiento para la frecuencia de 220 GHz.

El objetivo es realizar un estudio del funcionamiento del dispositivo óptico para que, modificando la directividad de las bocinas que componen el array receptor, encontrar un compromiso entre el tamaño de los haces de las bocinas (resolución), la zona del espejo que se va a iluminar (bloqueo) así como la potencia que llegará al objetivo situado a 4m (spill-over).

Además, se estudiarán los resultados obtenidos al doblar el número de elementos del array, con el fin de mejorar y optimizar el sistema final.



**Figura 1: Array receptor real posicionado entre los reflectores**



## **1-INTRODUCCIÓN**

En este apartado se pretende hacer una breve introducción sobre las partes en las que está dividido este proyecto final de carrera.

Primeramente se ha realizado una introducción sobre los aspectos físicos a tener en cuenta en el proyecto, partiendo de la definición de que es la cuasi-óptica, situándola en el espectro electromagnético y explicando el funcionamiento de las ondas electromagnéticas y de las antenas de bocina rectangulares en este rango de frecuencias (teoría de haces Gaussianos).

La segunda parte del proyecto trata sobre el análisis del sistema cuasi-óptico encargado de la captación de imágenes. En esta parte lo que se ha hecho es simular el comportamiento del sistema formado por un array de 8 elementos y 2 reflectores en configuración Cassegrain utilizando 3 directividades diferentes para los elementos del array receptor (22 dB, 24.43 dB y 26.36 dB) con el fin de elegir una directividad que haga que el funcionamiento del dispositivo sea óptimo en cuanto a los resultados obtenidos en las simulaciones.

En la tercera parte se ha modificado el tamaño del array receptor, doblando su número de elementos, y se ha analizado el comportamiento del sistema total utilizando este array. Por último, se han obtenido conclusiones sobre cuál de los 2 sería más adecuado para el funcionamiento del sistema de imagen real.

En la cuarta y última parte se ha realizado una breve descripción del diseño mecánico del dispositivo. Se enumeran las partes de las que está compuesto el sistema, los materiales utilizados y las fases que se realizan para la completa fabricación del dispositivo. De esta manera se consigue una visión global tanto del funcionamiento como de la fabricación del sistema pasivo de captación de imágenes.

## **2-INTRODUCCIÓN A LOS SISTEMAS DE CAPTACIÓN DE IMÁGENES EN LA BANDA DE THz**

En la banda de frecuencias comprendida entre las microondas ( $\lambda=3\text{mm}$ ,  $f=100\text{GHz}$ ) y el infrarrojo ( $\lambda=30\mu\text{m}$ ,  $f=10\text{THz}$ ) se encuentra la banda de los terahercios [1].

En esta banda las ondas electromagnéticas están dotadas de unas peculiares propiedades de propagación:

- ❖ Menor atenuación a través de niebla, nubes, humo...
- ❖ Transparencia de objetos como papel, tejidos, ropa...
- ❖ Algunas sustancias presentan una huella espectral característica que permite su identificación.
- ❖ Alta sensibilidad a la presencia de agua.

La formación pasiva de imágenes utilizando THz [2] es un método de captación de imágenes que realiza una detección pasiva de radiación de THz emitida de forma natural por la escena.

Una de las principales características de la radiación de THz es que no es ionizante [3] y comparte con las microondas la capacidad de penetrar una gran variedad de materiales dieléctricos.

El interés en el estudio de este tipo de sistemas se debe a su gran utilidad en multitud de aplicaciones. Por ejemplo, en el ámbito comercial, evitando las restricciones de visibilidad que la niebla impone en aeropuertos; o en el ámbito de la seguridad; como en el presente proyecto, consiguiendo de forma no intrusiva imágenes de armas ocultas.

La detección de armas o explosivos de forma pasiva se ha demostrado factible utilizando como captadores de imagen receptores trabajando en la banda de THz [4]. La mayor parte de los sistemas de captación de imágenes en THz obtienen los resultados escaneando el haz radiado por un único transmisor. Si se quiere captar imágenes de mayor tamaño, se debe realizar el escaneo mediante un sistema de imagen formado por espejos metálicos.

Para la captación de imágenes se confía en los sistemas multireflectores (Gregorian, Cassegrain) trabajando en THz debido a la calidad que presentan los resultados de las imágenes al ser escaneadas y porque el rango de “span” o “campo de visión” que cubre el sistema solo se encuentra limitado por las aberraciones que sufre en haz cuando la antena lo escanea. Con el fin de controlar y eliminar estas aberraciones se utilizan los sistemas multireflectores, los cuales se explicarán en profundidad más adelante.

Por otro lado, a la hora de comprender el funcionamiento, analizar y estudiar este tipo de radiaciones en el rango de THz, es necesario hablar de la cuasi-óptica, similar a la óptica geométrica. En el siguiente apartado se profundiza más sobre qué es la cuasi-óptica y cómo es el comportamiento de las ondas en el sistema que se va a analizar.

### **3-COMPORTAMIENTO FÍSICO DE LAS ONDAS ELECTROMAGÉTICAS EN UN SISTEMA ÓPTICO TRABAJANDO EN LA BANDA DE THz**

#### **3.1-Cuasi-óptica**

Llegando a este punto y tras plantearse el comportamiento de un haz de radiación de THz dentro de nuestro sistema óptico es necesario hablar de la cuasi-óptica.

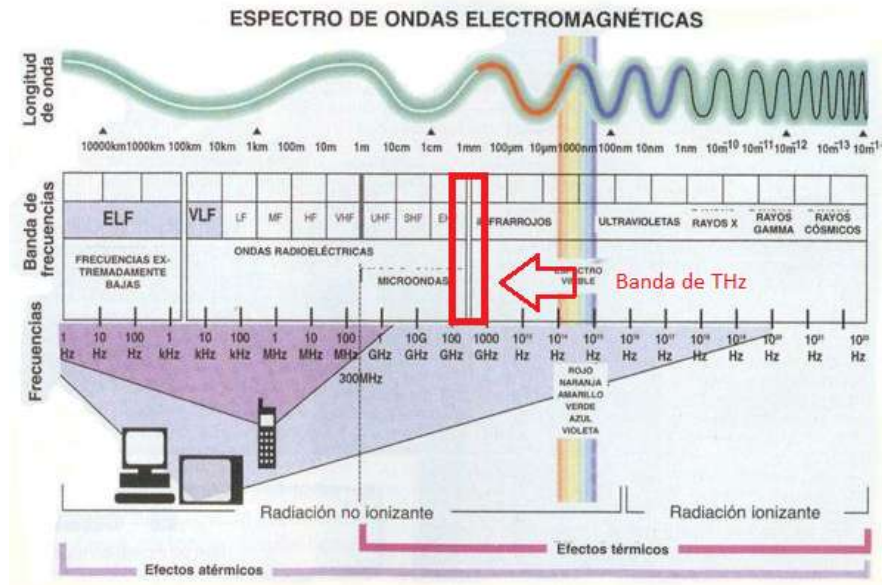
Una de las definiciones más aceptadas para la cuasi-óptica es [5] la que la sitúa dentro del estudio de la propagación de un haz de radiación bien colimado (haz de rayos paralelos a partir de un foco luminoso) pero con relativamente pequeñas dimensiones en comparación con su longitud de onda.

Aunque al principio esta definición parezca reducir su uso a un pequeño grupo de aplicaciones, realmente cubre un amplio e importante rango de situaciones prácticas de diseño de sistemas, desde frecuencias de microondas hasta ondas submilimétricas.

El trabajo con ondas milimétricas y submilimétricas condujo a un cambio brusco a la hora de implementar los sistemas de transmisión. Las dificultades en la fabricación de guías de onda con pequeña sección y la gran absorción de la energía de la onda en sus paredes, obligaban a los ingenieros a utilizar guías con sección grande, cuyas dimensiones transversales constituyen muchas longitudes de onda. Debido a estos inconvenientes, los investigadores de este campo se han visto obligados a recurrir a los espejos, lentes, diafragmas y prismas, que hasta entonces habían sido patrimonio de la óptica.

La cuasi-óptica abarca un grupo intermedio entre la óptica geométrica, en la que la longitud de onda del haz radiado es muy pequeña,  $\lambda \rightarrow 0$  y el campo que abarca las transmisiones con  $\lambda$  aproximadamente igual a las dimensiones del sistema.

Para poder entender mejor qué es la cuasi-óptica y cuáles son sus características, se va a realizar una breve introducción de los dos grupos de ondas con los que comparte características. De esta manera, sabiendo ambos extremos, se podrá situar la cuasi-óptica en el punto intermedio entre ambos al que pertenece.



### Figura 2: Espectro electromagnético

Como se puede apreciar en la Figura 2 [6], el rango de trabajo en el que se encuentra nuestro proyecto (marcado por el rectángulo rojo) pertenece, en parte, al rango frecuencial de las señales de microondas, pero también incluye una parte “sin clasificar”.

Las bandas frecuenciales que se encuentran en los extremos de dicho rectángulo son las señales infrarrojas y frecuencias mayores (dominio de la óptica) y las ondas microondas y radiofrecuencias (ondas electromagnéticas).

Estos dos grupos de señales, las señales ópticas por un lado y las ondas microondas por el otro, son las que se van a estudiar un poco más en profundidad en las siguientes páginas, para poder obtener entre las propiedades de ambas las características de nuestra banda de trabajo, la cuasi-óptica.

### 3.2-Frecuencias mayores a THz => Óptica geométrica

En estas frecuencias de trabajo, el haz de rayos es considerado un haz luminoso.

La óptica geométrica es la parte de la óptica que estudia las cuestiones relacionadas con la propagación de la luz sin tener en cuenta su naturaleza.

El trabajo mediante las leyes que rige la óptica geométrica es una aproximación válida siempre que la longitud de onda de la luz es mucho menor que las dimensiones de los obstáculos o discontinuidades a través de los cuales se propaga.

#### Leyes y principios de la óptica geométrica

El desarrollo de la óptica geométrica [7] se puede hacer partiendo del Principio de Fermat, pero es más sencillo y podemos llegar a los mismos resultados partiendo de las siguientes leyes empíricas:

- La propagación de la luz es rectilínea en medios homogéneos e isotrópicos.
- Leyes de Snell-Descartes:
  1. Ley de la reflexión: El ángulo del rayo incidente en una superficie es igual al ángulo del rayo reflejado de ella.

$$i = i' \quad (3.2.1)$$

2. Ley de la refracción (Figura 3): fórmula utilizada para calcular el ángulo de refracción de la luz al atravesar la superficie de separación entre dos medios de propagación de la luz (o cualquier onda electromagnética) con índice de refracción distinto.

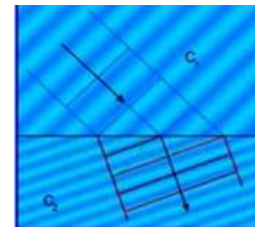


Figura 3: Ley de Snell

$$\frac{\sin i}{\sin r} = \frac{n_2}{n_1} \quad (3.2.2)$$

- La trayectoria de la luz es independiente de su sentido de propagación. Es decir los rayos luminosos son reversibles.
- Suponemos el haz luminoso formado por rayos independientes que no pueden interactuar, es decir prescindimos de la naturaleza ondulatoria de la luz.

### Dominio paraxial o Zona de Gauss

Cuando los rayos procedentes de un punto objeto vuelven a reunirse en un único punto imagen se dice que el sistema es estigmático y ambos puntos son conjugados respecto al sistema óptico.

Para que esto ocurra hay que considerar puntos muy próximos al eje óptico y rayos que formen ángulos muy pequeños con dicho eje, de tal modo que se puedan aproximar los senos y las tangentes de los ángulos por los ángulos expresados en radianes.

$$\text{sen}\alpha \approx \tan\alpha \approx \alpha \quad (3.2.3)$$

En estas condiciones el sistema trabaja en el dominio Paraxial o zona de Gauss.

Las propiedades de la zona de Gauss son:

- Condición de estigmatismo (Figura 4): la imagen de un punto es un punto.

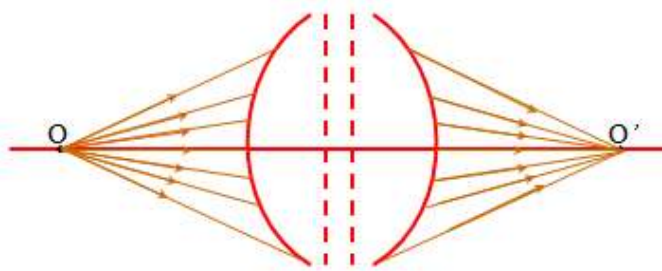


Figura 4: Condición de estigmatismo

- Condición de aplanetismo (Figura 5): si dos puntos se encuentran en una recta perpendicular al eje óptico ocurre lo mismo con sus imágenes respectivas.

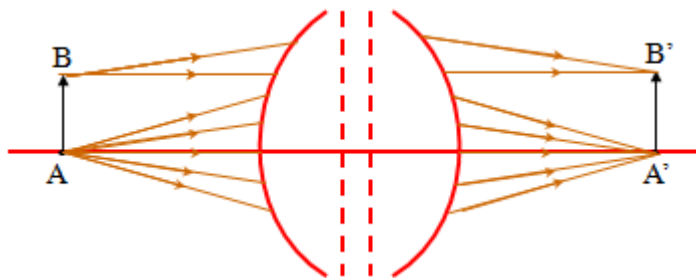


Figura 5: Condición de aplanetismo

En la práctica los sistemas ópticos no se comportan estigmáticamente y para conseguir que su comportamiento lo sea se recurre fundamentalmente a los diafragmas.

A continuación se aborda el estudio de los sistemas ópticos estigmáticos, es decir operando en la zona paraxial, y más en concreto los espejos, que serán los elementos utilizados en el presente proyecto como reflectores.



## **ELEMENTOS ÓPTICOS [8]**

### **1-Espejos:**

Superficies pulidas en las que al incidir la luz se refleja siguiendo las leyes de la reflexión.

#### **-Espejos planos**

Se caracterizan por reflejar los rayos provenientes de un punto P1 de manera que los rayos reflejados parece que provienen de un punto P2 situado detrás del espejo (Figura 6). A este punto P2 se le denomina imagen. La línea recta que une los puntos P1 y P2 es perpendicular al plano del espejo, además, P1 y P2 son equidistantes a dicho plano.

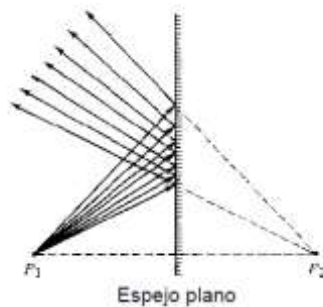


Figura 6: Haz de rayos reflejados en un espejo plano

#### **-Espejos esféricos**

Es un sistema óptico formado por una superficie esférica en la cual la luz se refleja.

Con el convenio de signos establecido, los ángulos de incidencia  $\epsilon$  y de reflexión  $\epsilon'$  son siempre de signo opuesto, por tanto la ley de la reflexión se observa en la Figura 7 y se puede expresar mediante la ecuación:

$$\epsilon = -\epsilon' \quad (3.2.4)$$

Si comparamos la expresión anterior con la ley de la refracción:

$$n \cdot \epsilon = n' \cdot \epsilon' \quad (3.2.5)$$

Se puede considerar que, en lo referente a las fórmulas, la reflexión es un caso particular de la refracción sin más que considerar,  $n = -n'$ .

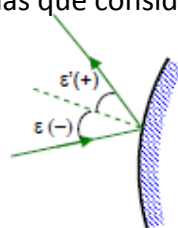


Figura 7: Haz de rayos en espejo esférico

### Clasificación de los espejos esféricos

Los espejos esféricos tal y como muestra la Figura 8 se clasifican en cóncavos ( $R < 0$ ) y convexos ( $R > 0$ ) según el signo positivo o negativo de su radio de curvatura.

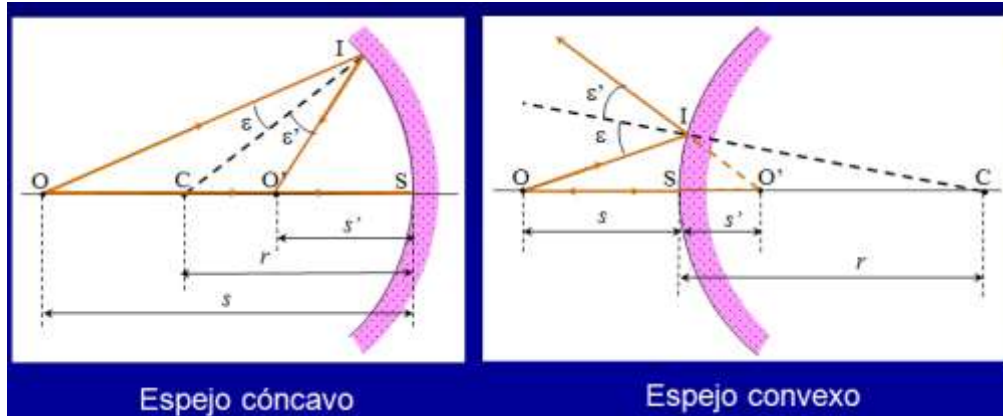


Figura 8: Clasificación de espejos esféricos

### Ecuación fundamental (Relación entre puntos conjugados)

Partiendo de la ecuación fundamental del dioptrio esférico y haciendo  $n = -n'$ :

$$\frac{n'}{s'} - \frac{n}{s} = \frac{n' - n}{r} \rightarrow \frac{1}{s'} + \frac{1}{s} = \frac{2}{r} \quad (3.2.6)$$

### Focos y distancias focales (Figura 9)

- Distancia focal imagen ( $f'$ ): Se tiene la ecuación fundamental con  $s = -\infty$  y  $s' = f'$

$$\frac{1}{f'} + \frac{1}{-\infty} = \frac{2}{r} \rightarrow f' = \frac{r}{2} \quad (3.2.7)$$

- Distancia focal objeto ( $f$ ): Se tiene la ecuación fundamental con  $s = f$  y  $s' = \infty$

$$\frac{1}{\infty} + \frac{1}{f} = \frac{2}{r} \rightarrow f = \frac{r}{2} \quad (3.2.8)$$

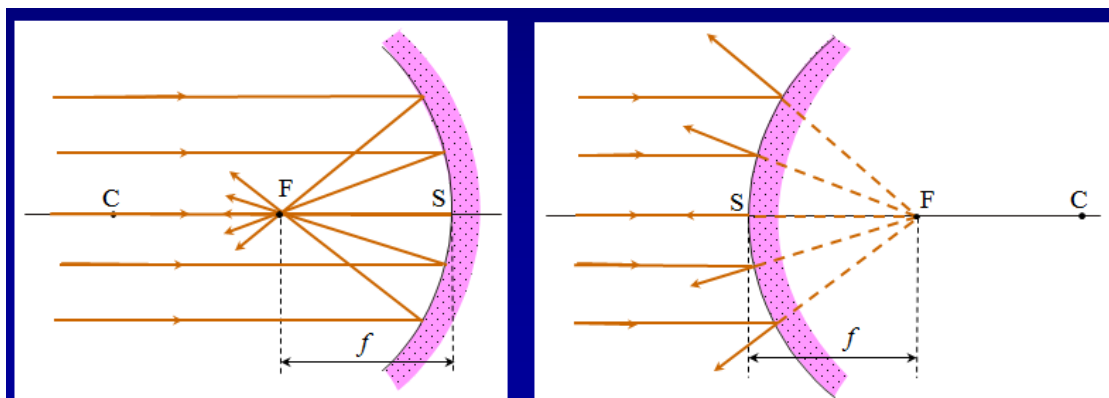


Figura 9: Focos y distancias focales en espejos esféricos

Las distancias focales son iguales y por tanto los dos focos coinciden y se hallan en el punto medio entre el centro de curvatura y el polo del espejo.

Teniendo en cuenta los valores obtenidos para las distancias focales, podemos expresar la ecuación fundamental del espejo esférico:

$$\frac{1}{s'} + \frac{1}{s} = \frac{1}{f} \quad (3.2.9)$$

### Construcción de imágenes

Conocida la posición de los focos podemos abordar gráficamente la construcción de imágenes. Para ello podemos utilizar los siguientes rayos:

- El rayo que incide paralelo al eje óptico pasa, una vez reflejado, por el foco.
- El rayo que al incidir pasa por el foco, se refleja paralelo al eje óptico.
- El rayo que pasa por el centro de curvatura, al reflejarse, lo hace sobre sí mismo.

### Construcción de imágenes en espejos cóncavos (Figura 10)

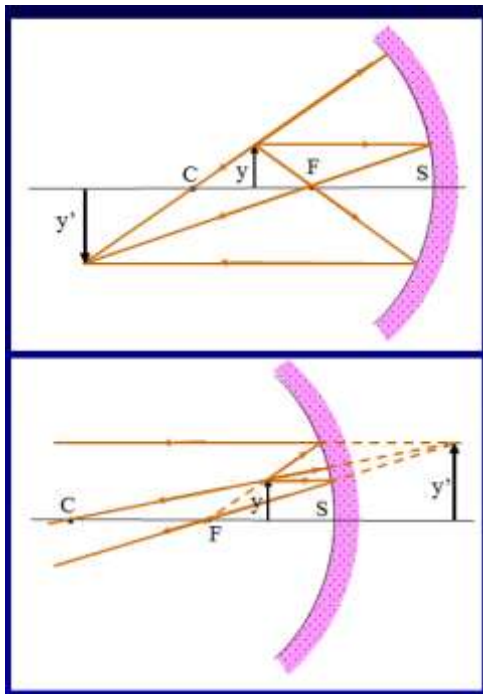


Figura 10: Construcción de imágenes en espejos cóncavos

Si el objeto está a mayor distancia del espejo que el foco, la imagen es siempre real e invertida y el tamaño mayor o menor dependiendo de si se encuentra a la derecha o a la izquierda del centro de curvatura.

Si el objeto está entre el foco y el polo del espejo, la imagen es virtual, derecha y mayor que el objeto.

### Construcción de imágenes en espejos convexos (Figura 11)

La imagen de un objeto real formado por un espejo convexo es siempre virtual, derecha y menor que el objeto.

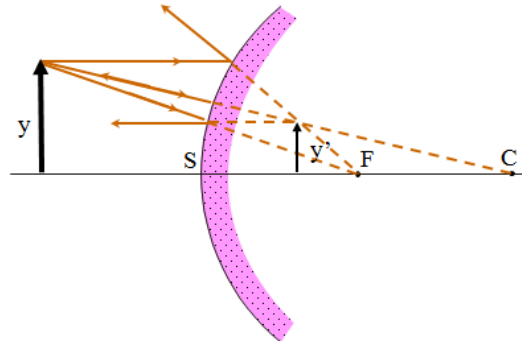


Figura 11: Construcción de imágenes en espejos convexos

### **-Espejos parabólicos**

La característica principal de estos espejos, como se aprecia en la Figura 12, es que todos los rayos que inciden paralelos al eje del espejo, al reflejarse, pasan por un punto F del eje llamado foco. La distancia SF recibe el nombre de distancia focal.

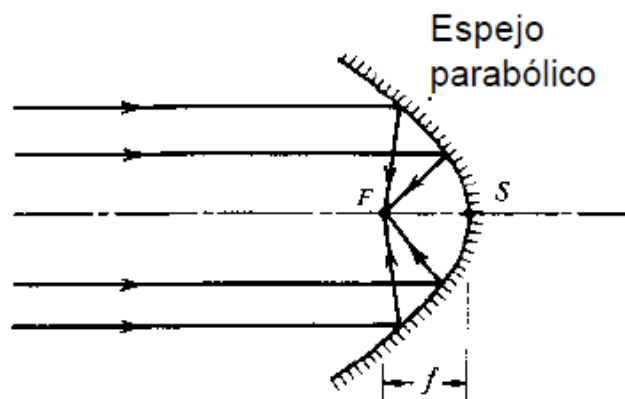


Figura 12: Haz de rayos incidente en un espejo parabólico

### -Espejos elípticos

Caracterizados por reflejar todos los rayos emitidos por el foco  $P_1$  y focalizarlos en el foco  $P_2$ , como muestra la Figura 13.

La distancia total recorrida desde  $P_1$  hasta  $P_2$  es igual para todas las trayectorias posibles de los rayos.

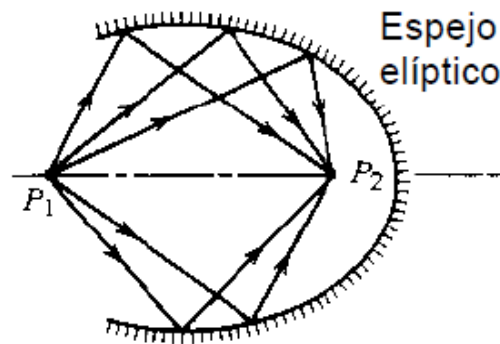


Figura 13: Trayectoria de los rayos en un espejo elíptico

### 2-Lentes:

Son objetos transparentes, normalmente de vidrio, limitados por dos superficies, de las que al menos una es curva. Son por tanto medios que dejan pasar la luz y en el proceso los rayos se refractan de acuerdo a la ley de refracción.

Dependiendo de su forma las lentes se clasifican en lentes convergentes y divergentes.

Las lentes convergentes son más gruesas por su parte central y más estrechas en los bordes. Se denominan así debido a que convergen en un punto determinado que se denomina foco imagen, todo haz de rayos paralelos al eje principal que pase por ellas, como se muestra en la Figura 14.

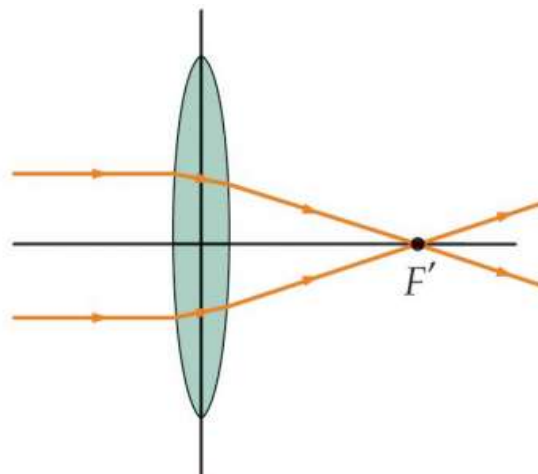


Figura 14: Rayos atravesando una lente convergente

Las lentes divergentes, como se aprecia en la Figura 15, son más gruesas por los bordes y presentan una estrechez muy pronunciada en el centro. Se denominan así porque hacen separar todo haz de rayos paralelos al eje principal que pase por ellas, sus prolongaciones convergen en el foco imagen que está situado a la izquierda de la lente, al contrario que en el caso de las lentes convergentes.

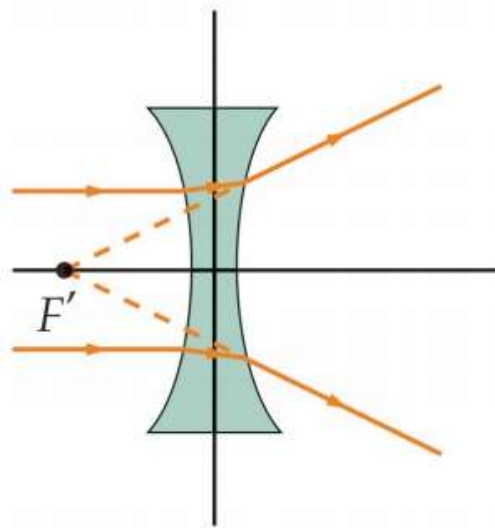


Figura 15: Rayos atravesando una lente divergente

La Figura 16 muestra como atendiendo a la forma de sus superficies, las lentes convergentes y divergentes se clasifican en varios tipos:

Lentes convergentes	
Biconvexa	
Planoconvexa	
Menisco convergente	
Lentes divergentes	
Bicóncava	
Planocóncava	
Menisco divergente	

Figura 16: Clasificación de lentes según sean convergentes o divergentes

### 3.3-Frecuencias menores a THz => Propiedades y propagación de las ondas electromagnéticas

Como ya se ha comentado en el apartado anterior la óptica geométrica se basa en el concepto de rayo y en la naturaleza corpuscular de la luz (Newton s. XVII):

- La luz está formada por partículas que viajan en línea recta a gran velocidad.
- Utiliza las leyes de la reflexión y de la refracción.
- No estudia la energía asociada a la luz => No explica las interferencias, la difracción y la polarización.

Por el contrario, a la hora de trabajar en un rango de frecuencias menor a THz las ondas electromagnéticas se estudian mediante la teoría ondulatoria y el principio de Huygens.

#### Principio de Huygens

Huygens (1629-1695) formuló una teoría ondulatoria de la luz [9] en la que la consideró una onda mecánica semejante al sonido y, por tanto, longitudinal. Para Huygens, la luz (como el sonido) necesitaba un medio para propagarse. Teniendo en cuenta que se propaga por todo el espacio, tuvo que acudir al éter, entendido como un medio que inunda dicho espacio y se deforma al paso de la onda luminosa.

Una de las aportaciones más importantes de Huygens fue un método geométrico destinado a explicar la propagación de las ondas (principio de Huygens, Figura 17). Se basa en el concepto de que cada punto del medio alcanzado por la onda se comporta como un nuevo foco emisor de las vibraciones o foco secundario.

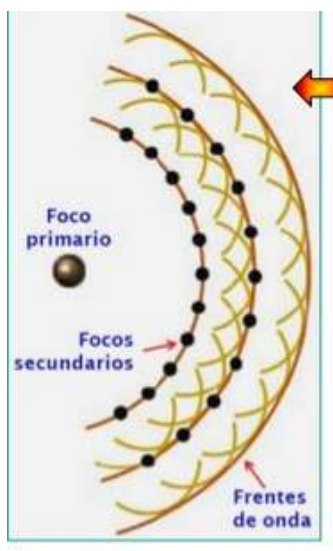


Figura 17: Principio de Huygens

Cuando la energía del movimiento ondulatorio alcanza los puntos de un frente de ondas, cada uno de esos puntos se pone a vibrar generando las ondas secundarias. La infinidad de estas ondas secundarias no se percibe y sí se observa en cambio su envolvente. Transcurrido un tiempo igual al periodo (tiempo que tarda cada punto vibrante en hacer una oscilación completa), los movimientos ondulatorios generados en los focos secundarios se han transmitido en el sentido de propagación de la onda hasta una distancia igual a una longitud de onda (separación entre dos puntos que vibran acompasadamente). En ese instante, la línea tangente a los frentes de onda secundarios representa el siguiente frente de ondas y así sucesivamente.

De forma resumida, el principio de Huygens podría enunciarse de la siguiente manera: Todo punto de un frente de onda inicial puede considerarse como una fuente de ondas esféricas secundarias que se extienden en todas las direcciones con la misma velocidad, frecuencia y longitud de onda que el frente de onda del que proceden.

El principio de Huygens predice comportamientos de la luz que la teoría corpuscular de Newton no pudo explicar. Uno de ellos es la doble refracción aire-vidrio-aire, en la que la luz se desvía acercándose a la dirección normal al pasar del aire al vidrio y recupera la dirección inicial al volver al aire. Otros ejemplos de comportamientos que se pueden interpretar de forma satisfactoria usando el principio de Huygens son la difracción y las interferencias luminosas.

### Propiedades de las ondas en el espacio

Las ondas se propagan basándose en el principio de Huygens, que como ya se ha explicado, establece que todo punto de un frente de ondas actúa como un foco secundario de ondas esféricas.

A parte de propagarse en el espacio, las ondas están sometidas a una serie de defectos: absorción, reflexión, refracción, difracción e interferencias (estos dos últimos defectos no se tienen en cuenta en la óptica geométrica).

- **Absorción:** Las ondas transfieren energía al medio cuando viajan. Ciertos materiales absorben la radiación y la transforman en calor o en energía eléctrica. Se utiliza el coeficiente de absorción (dB/m) para describir el impacto del medio en la radiación. Que se traduce en una atenuación de la energía de la onda.
- **Reflexión:** La reflexión de las ondas ocurre en metales, agua y tierra. El principio básico, al igual que en óptica geométrica, es que la onda se refleja con el mismo ángulo con el que impacta en la superficie, como muestra la Figura 18. La reflexión invierte la polaridad de la onda incidente, equivalente a un desplazamiento de  $180^\circ$  o al cambio de la dirección del campo eléctrico del frente de onda.



Figura 18: Ley de reflexión en ondas electromagnéticas



- **Refracción:** Al igual que en óptica geométrica, la refracción es la desviación que sufre un frente de onda cuando pasa de un medio a otro de diferente densidad, cambiando de velocidad y en consecuencia, de dirección. (Ley de Snell)
- **Difracción:** Ocurre cuando la onda propagada se encuentra un obstáculo en su trayectoria (Figura 19). Las fuentes puntuales del frente de onda, en las orillas del obstáculo, desarrollan ondas esféricas adicionales (principio de Huygens) que rellenan la zona de sombra. La difracción aumenta conforme lo hace la longitud de onda de la señal.



Figura 19: Difracción en ondas electromagnéticas

La difracción se produce cuando la onda “choca” contra un obstáculo o penetra por un agujero o rendija (Figura 20). La mayor difracción se produce cuando el tamaño del agujero u obstáculo son parecidos a la longitud de onda de la señal incidente.

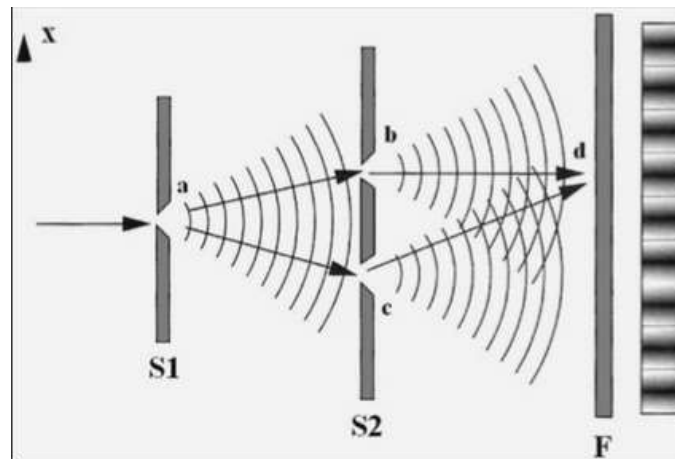
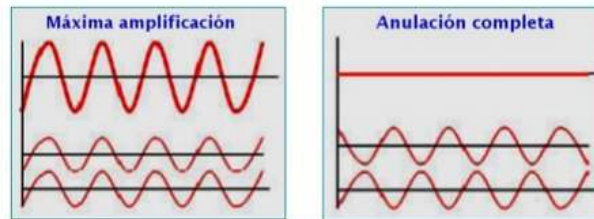


Figura 20: Fenómeno de difracción cuando las ondas atraviesan una rejilla de tamaño similar a su longitud de onda

- **Interferencia:** Como se puede observar en la Figura 21, dos ondas con la misma frecuencia pueden amplificarse o anularse entre sí, dependiendo de la relación de fase entre ellas.

Para que esto ocurra en su forma más pura, las ondas deben tener exactamente la misma longitud de onda y energía, y una relación de fase específica y constante.



**Figura 21:** Posibles problemas debido a las interferencias entre ondas electromagnéticas

### 3.4-THz en el espectro electromagnético y sus propiedades – Cuasi-óptica

La cuasi-óptica abarca un grupo intermedio entre los dos grupos expuestos anteriormente.

La propagación de las ondas trabajando con estas longitudes de onda es equivalente a la propagación de las ondas electromagnéticas. La novedad de la cuasi-óptica es la introducción de elementos ópticos (espejos, lentes) en los sistemas de transmisión-recepción con el fin de transformar, orientar o focalizar el haz de rayos para obtener los resultados requeridos.

La cuasi-óptica es de interés ya que contempla la importante y realista situación de un haz de radiación cuyo diámetro solo es moderadamente grande cuando se mide en longitudes de onda.

Este hecho permite emplear la teoría de Modos de Haz Gaussiana y de Propagación de Rayos Gaussiana para explicar el comportamiento de las ondas en esta banda, esta propagación de las ondas en el espacio libre se muestra la Figura 22.

La utilización de esta teoría de análisis Gaussiano de Rayos se debe a la considerable variedad de bocinas alimentadas por ondas de microondas y milimétricas que radian rayos que tienen una forma casi Gaussiana. Así, la radiación de estas antenas puede ser representada mediante la anchura del haz Gaussiano.

La acción de enfocar aparatos tales como lentes, es también relativamente sencilla de calcular usando esta teoría de rayos, la cual será explicada en profundidad en los apartados siguientes.

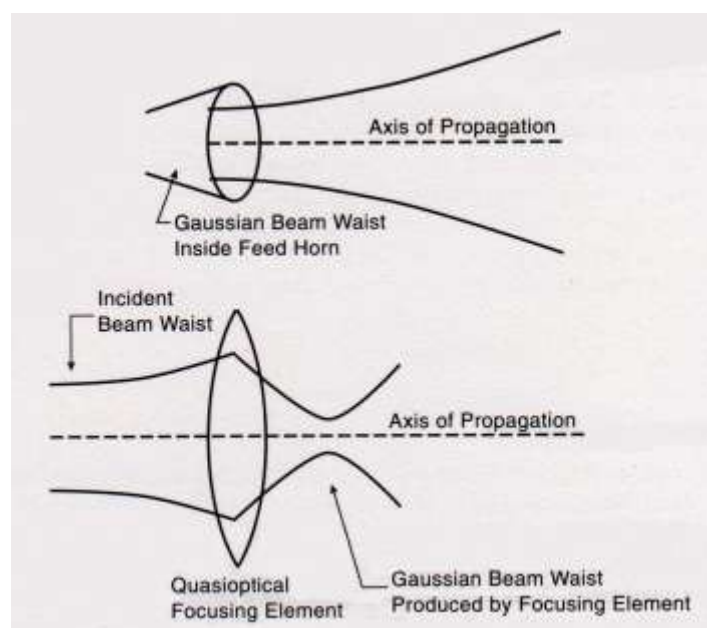


Figura 22: Propagación de un haz Gaussiano mediante una antena de bocina o una lente

## 4-TIPOS DE FEED UTILIZADOS EN SISTEMAS ÓPTICOS: ANTENAS DE BOCINA

El uso de guías de onda monomodales, rectangulares y circulares, como elementos radiantes permite alcanzar directividades moderadas, pero presentan una desadaptación de impedancias entre la boca de la guía y el medio, por tanto una parte de la potencia incidente en la boca de la guía se reflejará y creará una onda estacionaria en el interior de la guía en el sentido contrario al de propagación. Si la desadaptación es apreciable, y la potencia transmitida es suficientemente alta, la fuente puede dañarse por la onda reflejada.

Con el fin de solventar este problema de desadaptación, y a la vez mejorar la directividad, se aumentan las dimensiones eléctricas de la guía de onda, asegurando que la estructura sigue siendo monomodo. Para conseguir esto, se realiza un agrandamiento gradual de la boca de la guía de onda. A este grupo de antenas se les denomina antenas de bocina.

### 4.1-Bocinas sectoriales y piramidales

Este tipo de bocinas [10] reciben la radiación emitida a través de una guía de onda rectangular, por tanto, antes de ahondar en el funcionamiento de las antenas, se va a realizar una breve descripción sobre la distribución de campo que se propaga a través de la guía rectangular mediante el modo TE<sub>10</sub>, modo fundamental utilizado para la excitación de la guía de onda:

La distribución de campo en la boca de la guía, como se puede observar en la Figura 23, tiene dirección y sentido en el eje Y positivo. Además, tiene forma cosenoidal con un máximo en el centro y 2 mínimos, uno a cada extremo o borde de la guía rectangular. Esta distribución de campo se propaga en el eje Z, es decir, a lo largo de la guía de onda, llegando al extremo opuesto, donde se encuentra colocada la antena.

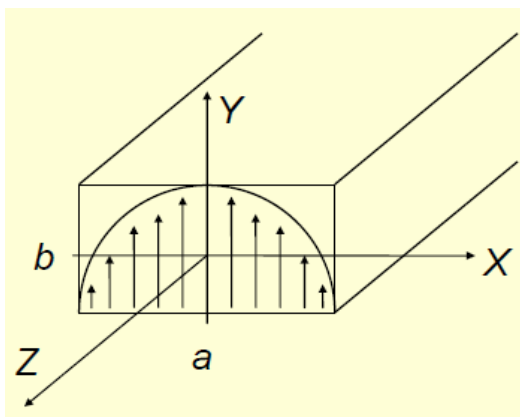


Figura 23: Distribución del campo eléctrico en una guía de onda rectangular

$$E_y = E_0 \cos\left(\frac{\pi}{a}x\right) \quad (4.1.1)$$

Las antenas derivadas por el abocinamiento de guías de onda rectangulares, son principalmente de tres tipos (Figura 24):

- Bocina sectorial de plano E: Se obtiene abriendo las placas horizontales de la guía, que son las placas perpendiculares al campo eléctrico de la guía.
- Bocina sectorial de plano H: Abriendo las placas paralelas al campo eléctrico, que son a su vez, las perpendiculares al campo magnético de la guía.
- Bocina piramidal: Para su realización, se abren simultáneamente ambos pares de placas.

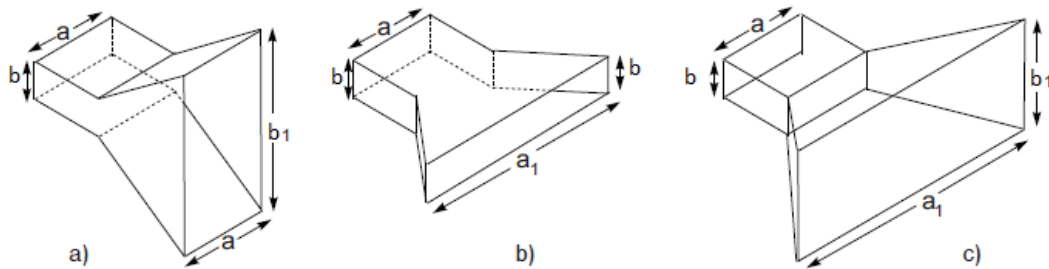


Figura 24: Clasificación de antenas de bocina rectangulares

Mediante el abocinamiento de la guía se consigue aumentar el tamaño de la apertura y el estrechamiento del haz por lo que se consigue confinar el haz en el centro de la guía para así aumentar la directividad.

#### Bocina sectorial de plano E (Figura 25)

Suponiendo que la bocina se excita desde la guía con una onda monomodo  $TE_{10}$  se determina que el campo eléctrico en la boca de la bocina resultante se puede aproximar por:

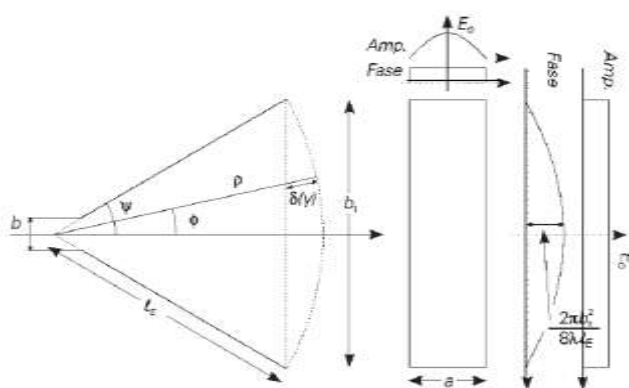


Figura 25: Distribución de campo eléctrico en una bocina sectorial plano E

$$E_y \approx E_0 \cos \frac{\pi}{a} x e^{-j \frac{\beta}{2!} y^2} \quad (4.1.2)$$

Este valor es similar al campo en la boca de la guía rectangular, pero añade un término de fase cuadrático que es de gran trascendencia, ya que si su valor es apreciable, se produce una distorsión en el diagrama de radiación.

Los campos de radiación en coordenadas esféricas serán por tanto:

$$E_{\theta} = j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} \left( 1 + \frac{\eta}{Z_0} \cos\theta \right) \sin\varphi \int_{-\frac{b_1}{2}}^{\frac{b_1}{2}} \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} E_0 \cos \frac{\pi}{a} x' e^{-j\frac{\beta}{2l_e} y'^2} e^{jk_x x'} e^{jk_y y'} dx' dy' \quad (4.1.3)$$

$$E_{\varphi} = j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} \left( \frac{\eta}{Z_0} + \cos\theta \right) \cos\varphi \int_{-\frac{b_1}{2}}^{\frac{b_1}{2}} \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} E_0 \cos \frac{\pi}{a} x' e^{-j\frac{\beta}{2l_e} y'^2} e^{jk_x x'} e^{jk_y y'} dx' dy' \quad (4.1.4)$$

En la dirección de máxima radiación ( $\theta=0$ ) el campo radiado resulta:

$$|E_{\text{rad}}(\theta = 0)| = \frac{E_0}{2\lambda r} \left( 1 + \frac{\eta}{Z_0} \right) \left| \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} \cos \frac{\pi}{a} x' dx' \right| \left| \int_{-\frac{b_1}{2}}^{\frac{b_1}{2}} e^{-j\frac{\beta}{2l_e} y'^2} dy' \right| \quad (4.1.5)$$

La densidad de potencia,  $P_{\text{max}}$ , radiada en dirección  $\theta = 0$  es:

$$P_{\text{max}} = \frac{|E_{\text{rad}}|^2}{\eta} = \frac{8E_0 a^2 l_e}{\eta \pi^2 \lambda r^2} \left[ C^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda l_e}} \right) + S^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda l_e}} \right) \right] \quad (4.1.6)$$

La potencia total radiada resulta:

$$P_r = \frac{1}{\eta} \int_{-b_1/2}^{b_1/2} \int_{-a/2}^{a/2} |E_y|^2 ds' = \frac{E_0 a b_1}{2\eta} \quad (4.1.7)$$

Y la directividad vale:

$$D_E = \frac{4\pi r^2 P_{\text{max}}}{P_r} = \frac{64 a l_e}{b_1 \pi \lambda} \left[ C^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda l_e}} \right) + S^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda l_e}} \right) \right] \quad (4.1.8)$$

Donde los términos  $C(v)$  y  $S(v)$  son unas funciones complejas que resultan al calcular la solución de la integral  $\int_{-\frac{b_1}{2}}^{\frac{b_1}{2}} e^{-j\frac{\beta}{2l_e} y'^2} dy'$ , cuya forma también es conocida como integral de Fresnel.

Estos dos términos dependen de  $v = \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda l_e}}$  que a su vez depende de los parámetros de la antena.

La Figura 26 muestra una representación normalizada de la directividad  $D_E \lambda / a$ , en función de  $b_1 / \lambda$ .

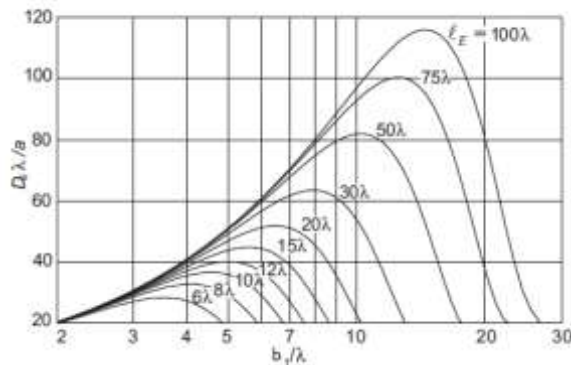


Figura 26: Directividad vs separación de placas en bocina sectorial plano E

Se obtiene un valor óptimo cuando  $v \approx 1$  que corresponde a un error máximo en

$$\text{la boca de la bocina } s = \frac{b_1^2}{8\lambda l_E} = \frac{1}{4}.$$

La figura 27 es una curva universal de la intensidad de campo normalizada para bocinas, parametrizada en función del máximo error de fase  $s$ , en ella no se incluye el factor  $(1+\cos\theta)/2$  que hay que añadir para obtener el diagrama de radiación real de la bocina.

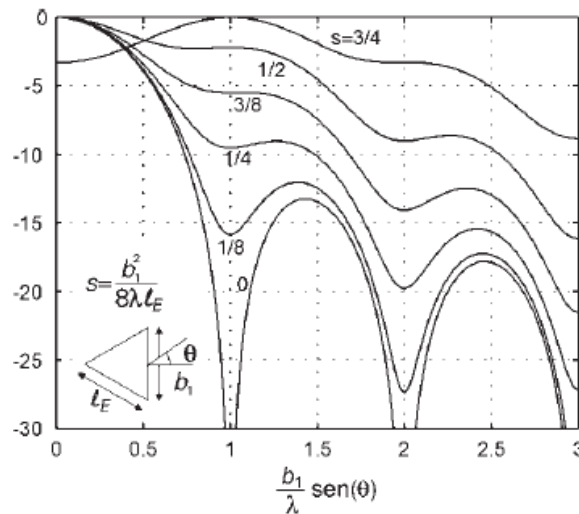


Figura 27: Curva universal de campo eléctrico

Se puede observar que al aumentar el error de fase  $s$ , se produce una gran distorsión de la curva y muy especialmente un enmascaramiento muy marcado de los ceros de la señal.

De las dos figuras anteriores puede deducirse que para el funcionamiento óptimo de la antena se debe cumplir que:

$$\begin{aligned}\Delta\theta^E_{-3dB} &\approx 56 \frac{\lambda}{b_1} (^{\circ}), & \Delta\theta^H_{-3dB} &\approx 67 \frac{\lambda}{a} (^{\circ}) \\ \text{NLPS}^E &\approx 10 \text{ dB}, & \text{NLPS}^H &\approx 23 \text{ dB} \\ D &= \frac{8ab_1}{\lambda^2}, & \eta_{il} &= 0,64\end{aligned}$$



### Bocina sectorial plano H

El campo en la boca de la bocina para este caso se puede aproximar como:

$$E_y \approx E_0 \cos \frac{\pi}{a_1} x e^{-j \frac{\beta}{2l_h} x^2} \quad (4.1.8)$$

Utilizando el mismo procedimiento que en el caso anterior se obtiene que la directividad es:

$$D_H = \frac{4\pi b l_h}{\lambda a_1} [(C(u) - C(v))^2 + (S(u) - S(v))^2] \quad (4.1.9)$$

donde

$$u = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ \frac{\sqrt{\lambda l_h}}{a_1} + \frac{a_1}{\sqrt{\lambda l_h}} \right], \quad v = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ \frac{\sqrt{\lambda l_h}}{a_1} - \frac{a_1}{\sqrt{\lambda l_h}} \right]$$

Las Figuras 28 y 29 muestran la directividad y el diagrama de radiación normalizado parametrizado con el máximo error de fase.

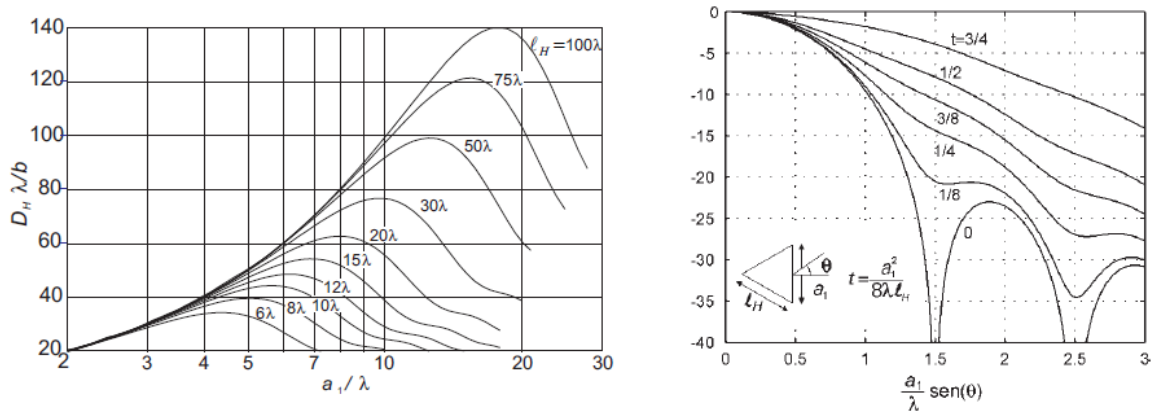


Figura 28: Directividad vs separación entre placas (izq) y curva universal de campo eléctrico (dcha) para bocinas sectoriales plano H

De ellas, se puede obtener el comportamiento óptimo de la bocina sectorial de plano H:

$$\begin{aligned} a_1 &= \sqrt{3\lambda l_h}, & t &= \frac{a_1^2}{8\lambda l_h} = \frac{3}{8} \\ \Delta\theta_{-3dB}^E &\approx 50 \frac{\lambda}{b} (^{\circ}), & \Delta\theta_{-3dB}^H &\approx 78 \frac{\lambda}{a_1} (^{\circ}) \\ NLPS^E &\approx 13 \text{ dB}, & NLPS^H &\approx 12 \text{ dB} \\ D &= \frac{7.9ba_1}{\lambda^2}, & \eta_{il} &= 0,62 \end{aligned}$$

### Bocina piramidal (Figura 29)

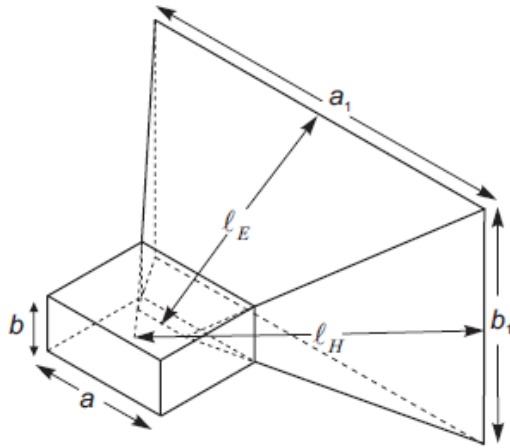
Es la configuración utilizada habitualmente, en ella se abren ambos planos. El campo en la apertura se puede aproximar como:

$$E_y \approx E_0 \cos \frac{\pi}{a_1} x e^{-j \frac{\beta}{2l_h} x^2} - j \frac{\beta}{2l_e} y^2 \quad (4.1.10)$$

Y su directividad resulta:

$$D_{\text{piramidal}} = (D_E \frac{\lambda}{a_1}) (D_H \frac{\lambda}{b_1}) \frac{\pi}{32} \quad (4.1.11)$$

De la relación existente con las bocinas sectoriales y de las eficiencias de iluminación de estas se puede obtener el funcionamiento óptimo de la antena piramidal:



$$\begin{aligned} s &= \frac{b_1^2}{8\lambda l_e} = \frac{1}{4}, & t &= \frac{a_1^2}{8\lambda l_h} = \frac{3}{8} \\ \Delta\theta_{-3\text{dB}}^E &\approx 56 \frac{\lambda}{b} (^{\circ}), & \Delta\theta_{-3\text{dB}}^H &\approx 78 \frac{\lambda}{a_1} (^{\circ}) \\ \text{NLPS}^E &\approx 10 \text{ dB}, & \text{NLPS}^H &\approx 12 \text{ dB} \\ D &= \frac{6.4 a_1 b_1}{\lambda^2}, & \eta_{il} &= 0,51 \end{aligned}$$

Figura 29: Parámetros de una antena de bocina piramidal

Las expresiones del campo radiado en coordenadas esféricas por una apertura rectangular con el campo eléctrico polarizado en dirección “y” y asumiendo que  $Z_0 \approx \eta$  son:

$$E_{\theta} = j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (1 + \cos\theta) \sin\varphi \int_{-\frac{b_1}{2}}^{\frac{b_1}{2}} \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} E_0 \cos \frac{\pi}{a_1} x' e^{-j \frac{\beta}{2l_e} y'^2} e^{-j \frac{\beta}{2l_h} x'^2} e^{jk_x x'} e^{jk_y y'} dx' dy' \quad (4.1.12)$$

$$E_{\varphi} = j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} \left( \frac{\eta}{Z_0} + \cos\theta \right) \cos\varphi \int_{-\frac{b_1}{2}}^{\frac{b_1}{2}} \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} E_0 \cos \frac{\pi}{a_1} x' e^{-j \frac{\beta}{2l_e} y'^2} e^{-j \frac{\beta}{2l_h} x'^2} e^{jk_x x'} e^{jk_y y'} dx' dy' \quad (4.1.13)$$

Cabe nombrar que en la expresión de campo eléctrico en la apertura no se ha tomado en consideración la onda reflejada (se ha supuesto que la adaptación es total).

Para obtener un diagrama de radiación más preciso se podrían calcular los campos radiados considerando las condiciones de contorno en la apertura.

## 4.2-Bocina Piramidal Corrugada

Las corrugaciones en las paredes alta y baja de la bocina, mostradas en la Figura 30, fuerzan nulos del campo eléctrico en el borde de la apertura.

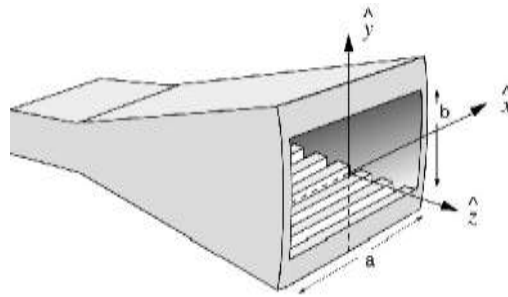


Figura 30: Aspecto de una bocina piramidal corrugada

El campo en la apertura se puede aproximar por:

$$E_y = E_o \cos\left(\frac{\pi x}{a_1}\right) \cos\left(\frac{\pi y}{b_1}\right) e^{-j\frac{\beta}{2lh}x^2 - j\frac{\beta}{2le}y^2} \quad (4.2.1)$$

Esta distribución de campo beneficia la simetría de la antena y reduce los lóbulos por difracción en el borde, al reducirse el nivel del campo que incide sobre él.

La directividad viene expresada por:

$$D_{PC} = \frac{1}{4\pi} \frac{b}{a} \left( \frac{\lambda}{b_1} D_H \right) \left( \frac{\lambda}{b_1} D_{H(v=1/3)} \right) \quad (4.2.2)$$

### 4.3-Bocinas cónicas

De la misma forma que con las guías de onda rectangulares, al abocinar las guías de onda circulares se generas las bocinas cónicas.

La distribución de campo más habitual es la que posee como modo dominante el TE<sub>11</sub>, con un error de fase debido al abocinamiento, cuyo valor máximo resulta ser

$$s = \frac{d_m^2}{8\lambda l_c} = \frac{3}{8} \quad (4.3.1)$$

donde  $d_m$  es el diámetro de la boca y  $l_c$  la longitud de la bocina.

El comportamiento óptimo en cuanto a directividad se obtiene cuando

$$d_m \approx \sqrt{3l_c\lambda} \quad (4.3.2)$$

para el cual corresponde el error de fase máximo.

La Figura 31 muestra la directividad en función del diámetro normalizado respecto a la longitud de onda, para distintas longitudes  $L$  de la bocina.

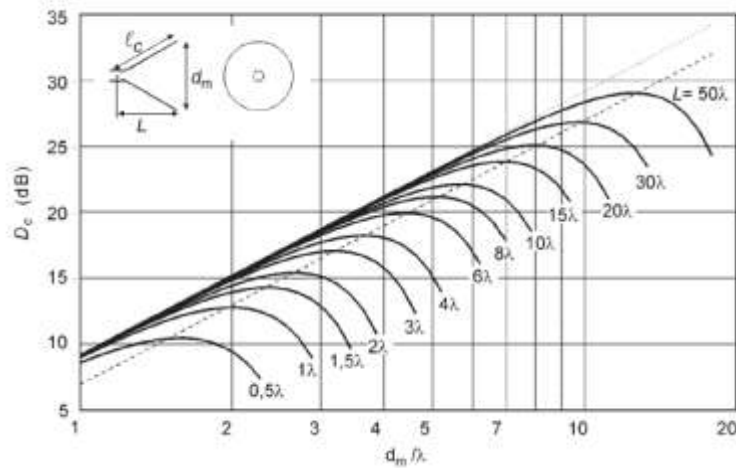


Figura 31: directividad vs diámetro normalizado

Por otro lado, en la Figura 32 se observan los diagramas correspondientes a las intensidades relativas de campo en plano E (izquierda) y en plano H (derecha):

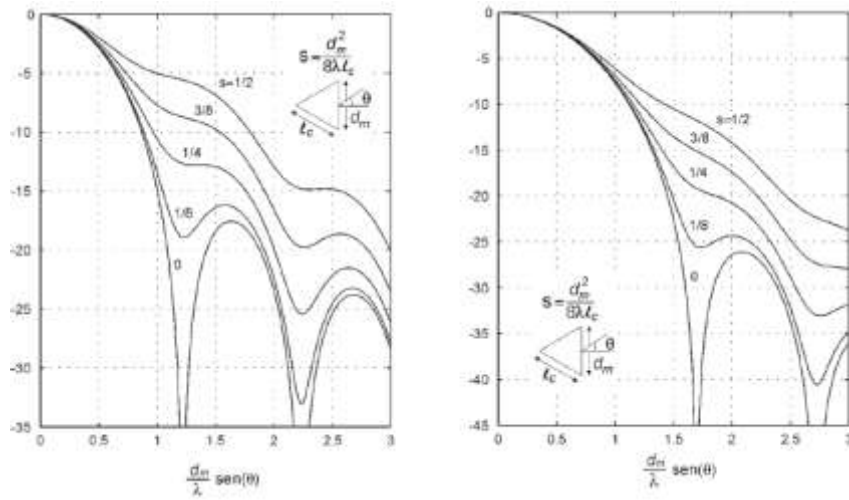


Figura 32: Intensidades relativas de campo eléctrico en plano E y plano H

Para el caso óptimo resulta:

$$\begin{aligned} \Delta\theta^E_{-3dB} &\approx 60 \frac{\lambda}{d_m} (^{\circ}), & \Delta\theta^H_{-3dB} &\approx 70 \frac{\lambda}{d_m} (^{\circ}) \\ \text{NLPS}^E &\approx 13 \text{ dB}, & \text{NLPS}^H &\approx 20 \text{ dB} \\ D &= 0,52 \left(\frac{\pi d_m}{\lambda}\right)^2, & \eta_{il} &= 0,52 \end{aligned}$$

#### 4.4-Bocinas cónicas corrugadas

Se trata de una variación de la bocina cónica de paredes lisas, las corrugaciones de las paredes modifican la distribución de campos (ver Figura 33), convirtiendo la distribución de campo eléctrico uniforme original en una distribución cosenoidal, forzando el modo de propagación híbrido  $HE_{11}$  ( $TE_{11}+TM_{11}$ ) que permite una mejor simetría de los diagramas, una mayor pureza de polarización y menores efectos de difracción en los bordes de la bocina.

Las líneas de campo quedan prácticamente paralelas a la dirección de polarización.

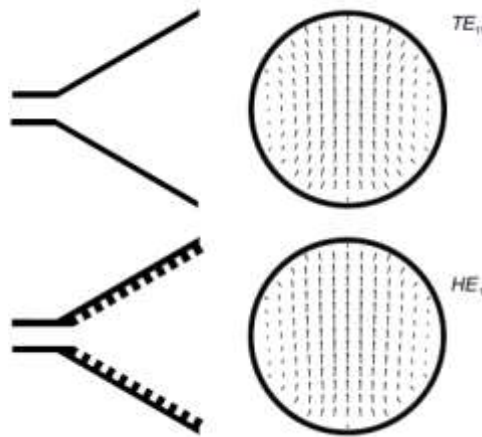


Figura 33: Comparación modos de propagación entre bocina cónica normal (arriba) y bocina cónica corrugada (abajo)

En la figura superior se muestran los campos de los modos  $TE_{11}$  y  $HE_{11}$ , pudiéndose ver que en el caso del modo híbrido la pureza de la polarización es mayor.

La finalidad de este tipo de bocinas es conseguir diagramas de radiación más simétricos, lo que supondría unos niveles de polarización cruzada menores.

Como ya se ha comentado en el apartado anterior, los haces que radian las antenas de bocina se pueden aproximar por haces Gaussianos, por eso, para el análisis y compresión de la propagación de estos tipos de ondas se utiliza la Teoría de Rayos Gaussianos; la cual, es explicada a continuación.

## **5-RAYOS GAUSSIANOS**

### **5.1-Propagación de un haz de rayos Gaussiano**

Los ingenieros especializados en óptica y láser también poseen la necesidad de transmitir ondas electromagnéticas de un lugar a otro de la forma más eficiente posible.

La diferencia se encuentra en que [11], en vez de hacer uso de guías de onda metálicas como en el caso de las ondas microondas, se utilizan haces de rayos que se propagan en el espacio libre o bien sobre diferentes tipos de estructuras dieléctricas, como la fibra óptica.

Las fibras dieléctricas trabajan de manera correcta para la propagación de haces de rayos a frecuencias del espectro visible, o cercanas a él; pero desafortunadamente, al trabajar con ondas milimétricas los dieléctricos presentan unas pérdidas mucho mayores por lo que hacen esta forma de propagación poco adecuada para este rango de frecuencias.

El espacio libre, por su propia naturaleza, es un medio de propagación con pérdidas bajas; debido a esto, se ha probado que es posible diseñar sistemas de ondas milimétricas que trabajan perfectamente en un rango de frecuencias lo suficientemente amplio usando como señal los haces de rayos propagándose en el espacio libre.

#### **Haz Gaussiano en el espacio libre**

Con el fin de fabricar sistemas de ondas milimétricas compactos en los que los tamaños de los elementos ópticos no sean superiores la longitud de onda de la señal, los ingenieros especializados en tecnologías laser desarrollaron en los años 60 lo que se denomina la teoría de Modos Ópticos de un Haz Gaussiano.

Esta teoría tiene en cuenta las siguientes asunciones:

- La radiación se mueve en un rayo paraxial cuya sección no es lo suficientemente grande como para poder ser tratado como un plano paralelo. Se entiende por paraxial a la propagación que se realiza de manera paralela a un eje pero en la que además, se produce también una pequeña difracción al encontrarse un obstáculo situado perpendicularmente.
- La radiación puede ser representada como una distribución de campo escalar.

Utilizándolas, se pueden simplificar las ecuaciones de Maxwell para obtener una solución apropiada para un haz moviéndose en el espacio libre.

Se puede escribir la versión escalar de la ecuación de onda como:

$$(\nabla^2 + k^2) \Psi = 0 \quad (5.1.1)$$

donde  $\Psi$  representa el campo escalar apropiado para el haz y  $k=2\pi f/c$  (numero de onda).

Para un haz moviéndose paraxialmente en la dirección  $z$ , se define la función  $u(x,y,z)$  tal que:

$$\Psi = u(x,y,z) \exp(-jkz) \exp(j2\pi ft) \quad (5.1.2)$$

Debido a que el haz es paraxial a lo largo de la dirección  $z$  se puede asumir que  $u(x,y,z)$  en realidad es independiente de  $z$ , por lo que la dependencia de  $z$  de la función  $\Psi$  tiene que residir en los términos exponenciales que definen  $\Psi$ . Se puede asumir por tanto que:

$$\frac{\delta^2 u}{\delta z^2} \ll \frac{\delta^2 u}{\delta x^2} + \frac{\delta^2 u}{\delta y^2} \quad (5.1.3)$$

Para la ecuación de onda expresada de manera escalar se puede escribir:

$$\frac{\delta^2 u}{\delta x^2} + \frac{\delta^2 u}{\delta y^2} - 2kj \frac{\delta u}{\delta z} = 0 \quad (5.1.4)$$

Las soluciones de la ecuación diferencial anterior son conocidas. De ellas se deduce:

$$\Psi_{mn} = \frac{1}{\omega} E H_m(x \frac{\sqrt{2}}{\omega}) H_n(y \frac{\sqrt{2}}{\omega}) \exp[-j(kz - \phi_{mn} - 2\pi ft) - r^2 (\frac{1}{\omega^2} + \frac{jk}{2R})] \quad (5.1.5)$$

donde  $H_m$  y  $H_n$  son polinomios de Hermite de orden  $m$  y  $n$ ;  $E$  es un numero complejo que define la amplitud y fase del haz en  $t=0$  y:

$$\phi_{mn} = (m + n + 1) \arctg \left( \frac{\lambda z}{\pi \omega_o^2} \right) \quad (5.1.6)$$

$$\omega^2 = \omega_o^2 \left[ 1 + \left( \frac{\lambda z}{\pi \omega_o^2} \right)^2 \right] \quad (5.1.7)$$

$$R = z \left[ 1 + \left( \frac{\pi \omega_o^2}{\lambda z} \right)^2 \right] \quad (5.1.8)$$

Donde  $\omega$  es el radio del haz y  $R$  el radio de curvatura. La potencia del haz es proporcional a  $|E|^2$ .



La ecuación (5.1.5) representa, al igual que en el caso de las ondas microondas propagándose en una guía de onda metálica, un conjunto de modos. Cada uno de los modos se propaga en el espacio libre sin modificar su forma y la velocidad con la que cambia la fase a lo largo del haz depende de los valores tomados para los números de modo  $m$  y  $n$ .

Al igual que en la guía de onda, se puede esperar que se prefiera un único modo de propagación en vez de una propagación multimodal, ya que un único modo asegura que el perfil del campo se puede definir de forma fácil para cualquier punto del haz y además, dicho valor del campo no depende fuertemente de la frecuencia.

El haz se puede definir como el producto:

$$\Psi(x,y) = \Psi(x) \Psi(y) \exp(-j(kz - 2\pi ft)) \quad (5.1.9)$$

donde  $\Psi(x)$  y  $\Psi(y)$  son combinaciones lineales de la expresiones unidimensional de un modo:

$$\Psi_m(x) = \sqrt{\frac{1}{\omega_x}} E_x H_m\left(x \frac{\sqrt{2}}{\omega_x}\right) \exp\left\{-j\phi_m - x^2 \left[\left(\frac{1}{\omega_x^2}\right)^2 + \frac{jk}{2R_x}\right]\right\} \quad (5.1.10)$$

$$\phi_m(x) = (m + 1/2) \arctg\left(\frac{\lambda z}{\pi \omega_{x0}^2}\right) \quad (5.1.11)$$

Aunque los modos en el espacio libre comparten muchas propiedades con los modos propagándose a lo largo de una guía de onda metálica, existen algunas diferencias importantes entre ellos.

El modo  $m=n=0$  se permite en el espacio libre, normalmente se denomina modo fundamental y se ha probado que este modo es el mejor para muchos propósitos. Además, es fácil de producir y detectar y se ha demostrado que es la mejor elección cuando se utilizan antenas de apertura.

En los modos en el espacio libre no existe la frecuencia de corte. La constante de propagación, que determina la velocidad del cambio de fase a lo largo de los ejes del haz, no puede ser cero a menos que la frecuencia de la señal o la sección del haz tiendan a cero. Cabe destacar que dicha constante de propagación, en realidad, no es constante a lo largo del haz.

Como se puede observar en la ecuación (5.1.5) hay cambios de fase a lo largo del eje de propagación:

$$\theta = kz - \phi_{mn} \quad (5.1.12)$$

donde  $\theta$  es la fase en el punto  $z$ . El termino  $\phi$  recibe el nombre de termino anómalo de fase ya que indica la diferencia de fase entre un modo Gaussiano y una onda plana.

La expresión que define el modo fundamental se define como:

$$\Psi_0 = \frac{1}{\omega} E \sqrt{\frac{2}{\pi}} \exp \left[ -j(kz - \phi_0 - 2\pi ft) - r^2 \left( \frac{1}{\omega^2} + \frac{jk}{2R} \right) \right] \quad (5.1.13)$$

Y el desplazamiento de fase:

$$\phi_0 = 1/2 \arctg \left( \frac{\lambda z}{\pi \omega_{x0}^2} \right) \quad (5.1.14)$$

De la ecuación (5.1.13) se deduce que en el modo fundamental la amplitud del campo varía exponencialmente ( $\exp(-\frac{r^2}{\omega^2})$ ).

La Figura 34 describe el comportamiento de la amplitud del campo del haz al propagarse a lo largo del eje z.

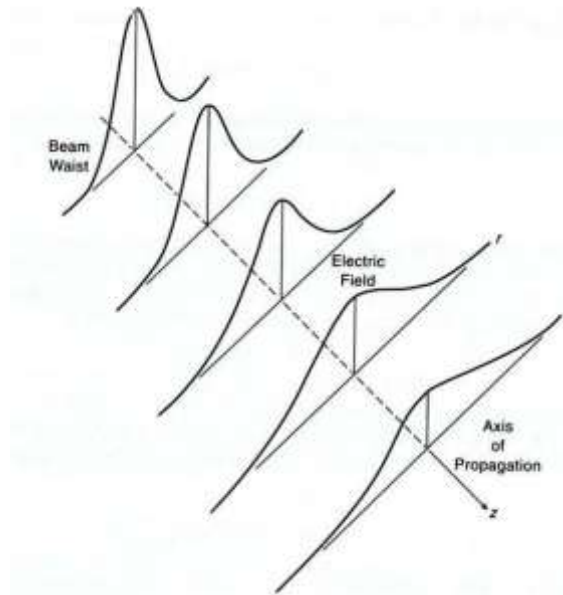


Figura 34: Variación de la amplitud del campo eléctrico al variar la distancia de propagación

Es sencillo observar como la amplitud va disminuyendo conforme se aumenta la distancia al foco emisor de la radiación, esto se debe, como ya se ha explicado, al factor exponencial  $-\frac{r^2}{\omega^2}$  que modifica la amplitud del campo. También aumenta el radio del ancho del haz Gaussiano  $\omega$ , ya que este depende de la distancia al foco al igual que la amplitud.

En la Figura 35 aparece un corte del haz Gaussiano mostrando las superficies de igual fase, el radio del haz y el radio de curvatura.

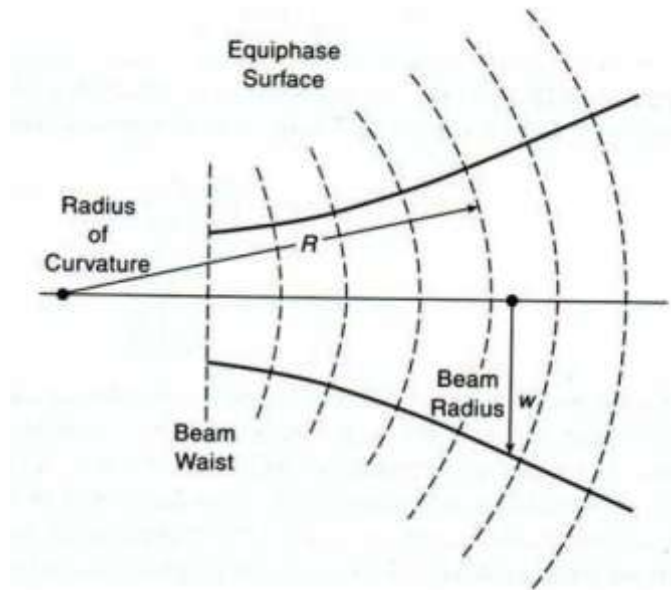


Figura 35: Superficies equifásicas de un haz Gaussiano

El radio del ancho del haz  $w$  se puede definir también, como se observa en la figura superior y solo para el modo fundamental, como la distancia desde el eje hasta el punto donde el campo ha caído un valor  $1/e$  del valor que hay en el eje.

Como esta variación de  $w$  es hiperbólica (como se explica mas abajo),  $w$  tendrá un mínimo en algún plano a lo largo del eje de propagación  $z$ , este plano recibe el nombre de *Beam Waist Plane* y el valor de  $w$  en ese punto es  $w_0$ .

En el ancho de haz mínimo, el radio del haz  $w$  alcanza su valor mínimo (Beam Waist) y la distribución del campo eléctrico está más concentrada como se ve en la Figura 34.

De la ecuación (5.1.14) se deduce que la distribución de fase a lo largo del eje de propagación depende del parámetro  $R$ . El haz Gaussiano es un frente de ondas esférico de radio  $R$ .

Aunque varíe la anchura de la distribución de campo con la distancia del foco emisor, la forma siempre permanece Gaussiana. Análogamente, a pesar de que la curvatura del frente de onda cambie, permanece esférico.

Como se requiere para la conservación de energía, el campo eléctrico y las distribuciones de potencias tienen su valor máximo en el eje en el ancho de haz mínimo. El radio de curvatura del haz Gaussiano es infinito ahí, ya que el frente de fase es plano en el ancho de haz mínimo. También se tiene que el desplazamiento de fase  $\phi_0$ , es cero por definición en el ancho de haz mínimo.

A parte del ancho de haz mínimo, el radio del haz aumenta monótonamente, como ya se ha comentado, la variación de  $\omega$  con  $z$  parece ser hiperbólica y ésta se puede apreciar en la Figura 36.

En el campo cercano el radio del haz no ha cambiado esencialmente su valor en el ancho de haz mínimo;  $\omega \leq \sqrt{2}\omega_0$ . Así que, se puede decir que la distancia cofocal  $z_c = \frac{\lambda}{\pi\omega_0^2}$  define la distancia sobre la cual el haz Gaussiano se propaga sin ningún crecimiento significativo. Al alejarse del ancho mínimo, el radio de curvatura, decrece hasta que se alcanza la distancia  $z_c$ .

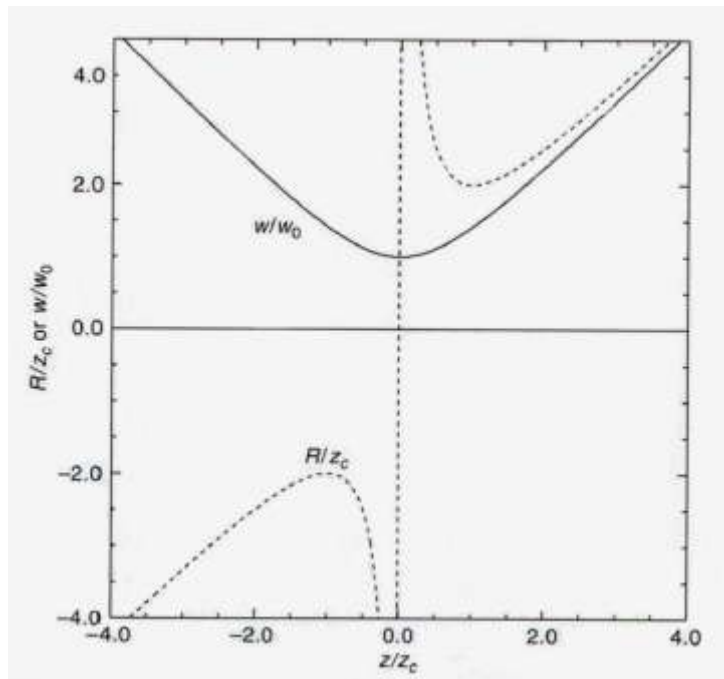


Figura 36: Variación del radio del haz vs distancia de propagación

A una distancia del ancho mínimo igual a  $z_c$ , el radio del haz es igual a  $\sqrt{2}\omega_0$ , el radio de curvatura alcanza su mínimo valor igual a  $2z_c$ , y el desplazamiento de fase es igual a  $\pi/4$ .

A distancias del ancho mínimo mayores que  $z_c$ , el radio del haz crece significativamente, y el radio de curvatura decrece.

En el campo lejano,  $z \gg z_c$ , el radio del haz crece linealmente con la distancia.

## 5.2-Transformación de un haz Gaussiano

En el apartado anterior se ha descrito el crecimiento y propagación de un haz de radiación conforme se aumenta la distancia entre el haz y el plano Beam Waist ( $z = z_c$ ), en el que se tiene un radio de haz de  $\omega_0$ . Dicho plano se puede implementar fácilmente mediante una antena de bocina fabricándola con unos parámetros acordes tal que el radio de haz sea  $\omega_0$ .

Las formulas desarrolladas en el apartado 5.1 permiten calcular el campo eléctrico en función de la distancia al plano Beam Waist y se ha demostrado que cuando  $z \gg z_c$ , es decir campo lejano, el radio del haz crece linealmente con la distancia.

En el diseño de un sistema cuasi-óptico el haz de radiación se debe confinar en un punto, para ello se emplean elementos ópticos tradicionales como lentes y espejos, como muestra la Figura 37, con ellos se modifica el radio de curvatura  $R$  para producir un haz convergente.

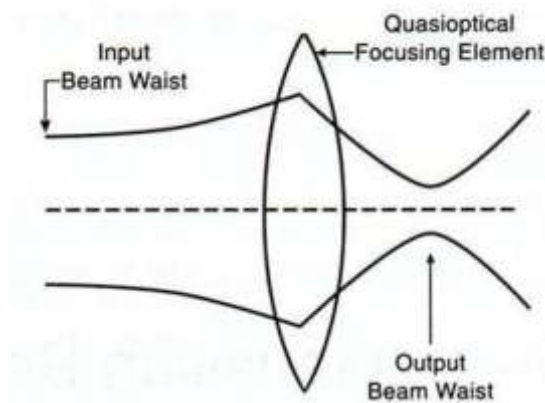


Figura 37: Transformación de un haz Gaussiano mediante un elemento de enfoque (lente)

Es aparente que un haz convergente se propagara a otro ancho de haz mínimo, después del cual reanudará su expansión. El proceso de alteración de las propiedades de un rayo Gaussiano es llamado transformación del haz.

En este apartado se van a desarrollar las formulas básicas de la teoría de rayos Gaussianos.

Este análisis se va a realizar para el modo fundamental del haz Gaussiano por dos razones. Primero, porque este modo es el más simple y fácil de entender y segundo, y más importante, porque un modo fundamental del haz Gaussiano describe de manera muy acertada la radiación de una variedad de tipos de antenas y alimentadores.

Por lo tanto, se puede hacer satisfactoriamente el trabajo de calcular el comportamiento de un sistema cuasi-óptico simplemente tratando con el modo Gaussiano fundamental representando el patrón de radiación para el alimentador de interés.

Sin embargo, ya que el comportamiento del radio del haz  $w$  y el radio de curvatura  $R$  es el mismo para todos los modos Gaussianos, las formulas que dan el comportamiento de estos parámetros se aplican a órdenes mayores al igual que para el fundamental. La única diferencia es el desplazamiento de fase  $\phi$ , que es dependiente del modo y puede crear diferencias en algunas situaciones.

Para describir la transformación del haz Gaussiano utilizando elementos ópticos se va a hacer uso de matrices de haces paraxiales además del parámetro complejo de haz  $q$  que se define como:

$$q(z) = q(0) + z \quad (5.2.1)$$

$$q(0) = \frac{j\pi w_0^2}{\lambda} \quad (5.2.2)$$

### Matrices de rayos y parámetro complejo del haz

La similitud entre el parámetro complejo de haz  $q$  que describe un haz Gaussiano y el radio de curvatura de un rayo analizado mediante óptica geométrica sugiere que los sistemas cuasi-ópticos pueden ser analizados de una manera análoga al tratamiento de rayos en un sistema óptico geométrico lineal.

Partiendo de este enfoque, la posición y la pendiente de un haz paraxial incidente son definidas para ser funciones lineales del haz incidente y de salida del sistema.

Se denota la posición  $r$ , la pendiente  $r'$  y se define la relación entre un haz de entrada y uno de salida del sistema mediante su matriz ABCD:

$$\begin{bmatrix} r_{out} \\ r'_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} r_{in} \\ r'_{in} \end{bmatrix} \quad (5.2.3)$$

Definiendo el radio de curvatura  $R = r/r'$  se obtiene la relación del radio de curvatura del haz de salida del sistema con respecto a su matriz ABCD y al radio de curvatura del haz de entrada:

$$R_{out} = \frac{AR_{in} + B}{C R_{in} + D} \quad (5.2.4)$$

Los parámetros ABCD son los mismos que en los elementos de un sistema óptico tradicional.

La extensión de esta transformación del haz mediante el uso de un elemento óptico aproximada para un haz Gaussiano conduce a la siguiente expresión:

$$q_{out} = \frac{Aq_{in} + B}{Cq_{in} + D} \quad (5.2.5)$$

Utilizando la expresión de  $q$ , se determinan de nuevo  $R$  y  $\omega$  en función de este parámetro:

$$\omega = \left[ \frac{\lambda}{\pi \text{Im}\left(-\frac{1}{q}\right)} \right]^{0.5} \quad (5.2.6)$$

$$R = \left[ \text{Re}\left(\frac{1}{q}\right) \right]^{-1} \quad (5.2.7)$$

La matriz de transferencia de rayos más básica es aquella para una distancia  $L$  de propagación en un material uniforme de índice de refracción constante como se indica en la Figura 38. Esto cambia el offset del rayo en una cantidad proporcional a  $r_{in}'$  pero no cambia la pendiente del rayo.

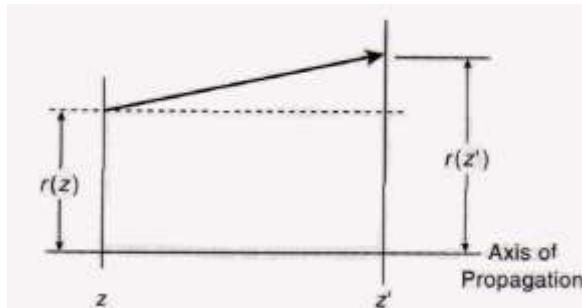


Figura 38: Propagación de un rayo una distancia  $L$

La matriz de transferencia de rayos viene dada por:

$$M_{dist} = \begin{bmatrix} 1 & L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.2.8)$$

Sin tener en cuenta el índice de refracción.

La segunda matriz fundamental es la de la interfaz entre medios de índices de refracción diferentes, que se ilustra en la Figura 39.

Al atravesar la interfaz que separa los medios la pendiente del rayo cambia pero no afecta a su posición. La matriz de rayos se encuentra aplicando la ley de Snell para un rayo incidente en la interfaz. Esto es aplicable para una superficie cóncava a la izquierda, dirección desde la cual los rayos inciden, con  $R > 0$ .

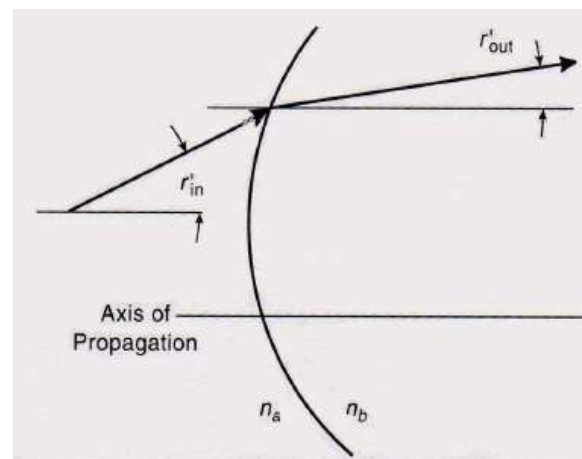


Figura 39: Haz Gaussiano incidente en una interfaz entre medios de índice de refracción diferentes

$$M_{interfaz} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{n_2 - n_1}{n_2 R} & \frac{n_1}{n_2} \end{bmatrix} \quad (5.2.9)$$

Otra de las estructuras más utilizadas es la formada por un bloque de material de índice de refracción  $n_2$  y grosor  $L$  incrustado en un medio de dos bloques de índice de refracción  $n_1$ .

Consiste en una interfaz plana ( $R = \infty$ ) de  $n_1$  a  $n_2$  seguido por una distancia  $L$  en  $n_2$ , y finalmente una interfaz plana de  $n_2$  a  $n_1$ .

Para formar la matriz de transferencia de rayos de este sistema se colocan las matrices multiplicando en la ecuación desde la derecha a la izquierda en el orden en el que los rayos inciden sobre las partes constituyentes del sistema. La matriz resultante es:

$$M_{slab} = \left[ \begin{array}{c} \text{interfaz plana} \\ 2 \rightarrow 1 \end{array} \right] \left[ \begin{array}{c} \text{distancia } L \\ \text{en } 2 \end{array} \right] \left[ \begin{array}{c} \text{interfaz plana} \\ 1 \rightarrow 2 \end{array} \right] \quad (5.2.10)$$

$$M_{slab} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{Ln_1}{n_2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.2.11)$$

Una lente fina es un elemento de enfoque que consiste en dos interfaces curvadas, pero con separación física y grosor desconocidos. La matriz ABCD para una lente fina será la resultante del producto de las matrices de 2 superficies curvadas con índices de refracción diferentes, que siguen la ecuación (5.2.9):

$$M_{lente\ fina} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{n_1 - n_2}{n_1 R_2} & \frac{n_2}{n_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{n_2 - n_1}{n_2 R_1} & \frac{n_1}{n_2} \end{bmatrix} \quad (5.2.12)$$

$$M_{lente\ fina} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{n_2 - n_1}{n_1} \left( \frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} \right) & 1 \end{bmatrix} \quad (5.2.13)$$

Para obtener la matriz para lentes gruesas, se incluye la distancia entre las interfaces  $d$  pero se desconoce el cambio de distancia producido en la curvatura del contorno.

La matriz para este sistema estará formada por 3 matrices o términos. El primero correspondiente a la interfaz entre los medios 1 y 2, teniendo como radio de curvatura  $R_1$ . El segundo una distancia  $d$  en el medio 2, y el tercero es una interfaz entre el medio 2 y el 1, teniendo un radio de curvatura  $R_2$ .

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{n_1 - n_2}{n_1 R_2} & \frac{n_2}{n_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & d \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{n_2 - n_1}{n_2 R_1} & \frac{n_1}{n_2} \end{bmatrix} \quad (5.2.14)$$

En el límite paraxial, un espejo esférico con radio de curvatura  $R$  es equivalente a una lente fina con distancia focal  $f = R/2$ .



Un espejo elíptico, en el límite óptico geométrico, propaga la radiación procedente del punto donde se encuentra la fuente (foco) a otro punto localizado en el otro foco de la elipse.

Para el cálculo de la matriz de transferencia en los espejos elípticos primero se considera una lente que tiene una distancia focal igual a la distancia desde el primer foco al centro de la parte de la superficie elíptica usada ( $R_1$ ). Esta lente colimaré la radiación desde el primer foco en un haz paralelo. Si inmediatamente se sigue la primera lente por una segunda, teniendo la distancia focal igual a la distancia desde el centro del espejo al segundo foco ( $R_2$ ), la segunda lente traerá el rayo paralelo a un foco a la posición deseada.

De esta forma, la matriz ABCD para un espejo elíptico es el producto de dos matrices, cada una representando una lente fina, y teniendo separación cero:

$$M_{\text{elíptica}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{R_2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{R_1} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (5.2.15)$$

Es importante recordar que las distancias  $R_1$  y  $R_2$  en esta expresión son las distancias desde el centro de la sección de la elipse empleada al foco de la elipse generada. Esta expresión es claramente independiente de la dirección en la que la radiación está viajando.

### Transformación del haz Gaussiano mediante elementos de enfoque

La transformación del haz Gaussiano es de particular importancia en los sistemas cuasi-ópticos por dos razones.

La primera razón reside en que hay que cuidar que el haz no crezca por encima de un diámetro máximo, para ello se utilizan los elementos de enfoque. Además de estas restricciones del diámetro máximo del haz, también existen límites prácticos en el radio mínimo del haz  $\omega_0$ . Estos límites son establecidos por ciertos elementos cuasi-ópticos utilizados en los sistemas.

La segunda necesidad para la transformación del haz Gaussiano surge a menudo, ya que frecuentemente se quiere emparejar un haz de una antena de bocina con otro dispositivo, como un detector. Para hacer esto eficientemente, se deben “emparejar” los rayos Gaussianos aceptados por los componentes de cada interfaz dentro del sistema cuasi-óptico, una tarea que es llevada a cabo por la transformación del haz.

### Transformación de un haz mediante un sistema cuasi-óptico general

Las propiedades de la transformación de un sistema cuasi-óptico general se obtienen aplicando las leyes de la matriz ABCD.

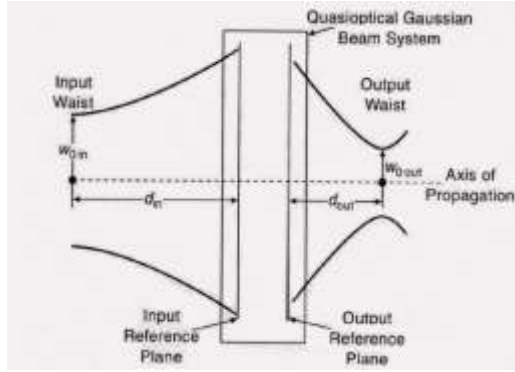


Figura 40: Sistema cuasi-óptico general

La situación ilustrada en la Figura 40 consiste en un sistema cuasi-óptico que posee un ancho de haz mínimo de entrada  $w_{0in}$  a una distancia  $d_{in}$  del plano de referencia de entrada, y un ancho de haz mínimo de salida  $w_{0out}$  localizado a una distancia  $d_{out}$  del plano de referencia de salida.

Para un sistema como el de la figura superior, se define la matriz general ABCD de transformación del haz como:

$$M = \begin{bmatrix} 1 & d_{out} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & d_{in} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.2.16)$$

$$= \begin{bmatrix} A + Cd_{out} & Ad_{in} + B + d_{out}(Cd_{in} + D) \\ C & Cd_{in} + D \end{bmatrix}$$

E imponiendo que  $q_{in} = jz_c$  se tiene que:

$$q_{out} = \frac{(A + Cd_{out})jz_c + [(A + Cd_{out})d_{in} + (B + Dd_{out})]}{Cjz_c + Cd_{in} + D} \quad (5.2.17)$$

Se pueden obtener los parámetros que describen el ancho mínimo del haz de salida imponiendo que el parámetro de haz complejo  $q_{out}$  sea puramente imaginario en ese punto.

Resolviendo solo para la parte real de  $q_{out}$  (ya que la imaginaria se ha supuesto cero), se obtiene la distancia del sistema al ancho mínimo de salida,  $d_{out}$ , y el ancho mínimo de salida,  $w_{0out}$ :

$$d_{out} = -\frac{(Ad_{in} + B)(Cd_{in} + D) + ACz_c^2}{(Cd_{in} + D)^2 + C^2z_c^2} \quad (5.2.18)$$

Evaluando la expresión anterior para la parte imaginaria con  $||ABCD|| = 1$ :

$$w_{0out} = \frac{w_{0in}}{[(Cd_{in} + D)^2 + C^2z_c^2]^{0.5}} \quad (5.2.19)$$

Cabe destacar que las ecuaciones anteriores son aplicables para todos los sistemas cuasi-ópticos y para todos los modos de propagación Gaussianos dentro del límite paraxial.

## 6-SISTEMAS CUASI-ÓPTICOS Y HACES GAUSSIANOS

### 6.1-Introducción

Una antena es un dispositivo que recibe radiación que ha sido propagada por medio de una línea de transmisión y la transforma en un haz que se propaga en el espacio libre, o viceversa.

En los sistemas cuasi-ópticos las antenas de interés son, normalmente, las antenas de apertura, ya que producen una distribución de campo en la apertura siempre mayor o igual a la longitud de onda de trabajo.

A la hora de analizar sistemas cuasi-ópticos compuestos por antenas de apertura y haces Gaussianos es útil utilizar el teorema de reciprocidad; es decir, considerar igualmente válidas las dos formas de operación de la antena. Estas formas consideran la antena como transmisora o receptora del haz Gaussiano.

Para el caso *forward*, que utiliza la antena como transmisor, la radiación emitida por la antena de apertura es concentrada en un punto mediante el sistema cuasi-óptico.

Por el contrario, el caso *reverse* (antena como receptor) considera que el sistema cuasi-óptico es radiado por una fuente y se determina la iluminación presente en el plano de apertura de la antena receptora en términos de amplitud y distribución de fase.

La Figura 41 presenta el funcionamiento del sistema, el cual es el mismo para ambos modos de análisis de la antena de apertura.

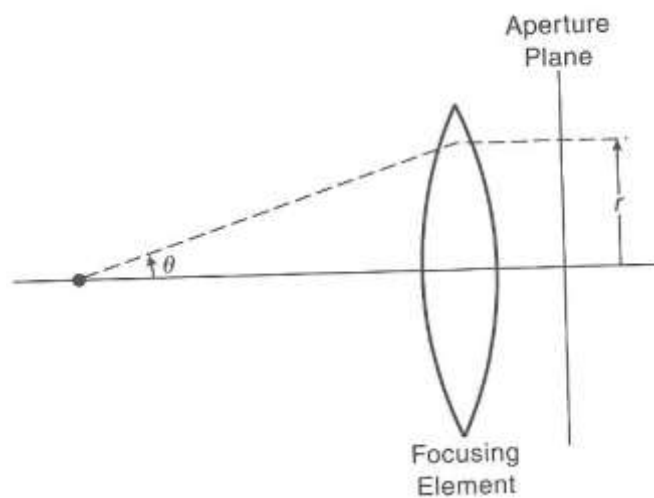


Figura 41: Transformación de un haz Gaussiano mediante un elemento de enfoque (lente o bocina)

Suponiendo que la antena está operando en modo transmisor, la onda esférica producida por la apertura es convertida, por medio del sistema cuasi-óptico, en un frente de onda aproximadamente plano.

Se considera para el análisis del sistema un plano perpendicular al eje de propagación de la antena y situado más allá de su apertura, pero relativamente cerca de ella. Dicho plano, como se observa en la figura anterior, recibe el nombre de plano de apertura. La posición exacta de este plano no es importante ya que la radiación es prácticamente paralela dentro de una región  $\Delta \approx D^2/\lambda$ , siendo D el diámetro de la antena. La amplitud y distribución de fase en este plano es determinada por la radiación emitida por el alimentador junto con los cambios producidos en la antena. La distribución de campo y/o potencia en este plano recibe el nombre de iluminación en el plano de apertura.

Los sistemas cuasi-ópticos más simples utilizan un único reflector, o lente, con el alimentador situado en su foco, o en uno de ellos, dependiendo de la forma del reflector. Este tipo de sistemas son difíciles de implementar ya que los alimentadores suelen tener un ángulo de radiación  $\theta$  pequeño (ver figura 41) y deberían colocarse muy lejos de la superficie reflectante para iluminarla por completo y no concentrar el haz en un punto de éste. Es complicado encontrar un compromiso entre este ángulo de radiación  $\theta$  de los alimentadores para la correcta iluminación del reflector y el tamaño del mismo, ya que el alimentador debe estar posicionado en su foco como ya se ha mencionado.

Con el fin de solventar este problema se utilizan los sistemas multireflectores. Los sistemas cuasi-ópticos formados por 2 subreflectores más utilizados son el Cassegrain, formado por un paraboloide y un hiperboloide, y el Gregorian, formado por un paraboloide y un eliposoide.

## 6.2-Sistemas multireflectores cuasi-ópticos

En los sistemas Gregorian y Cassegrain el reflector secundario transforma el haz radiado por la antena con un ángulo  $\theta$  pequeño en un haz capaz de iluminar una superficie mucho mayor a la subtendida por ese ángulo  $\theta$  del reflector primario sin necesidad de que la distancia entre el alimentador y el reflector primario sea grande.

El concepto de paraboloide equivalente, contemplado en la Figura 42, permite evitar la complejidad de los detalles de la transformación que se realiza en el reflector secundario.

Utilizando este concepto, se considera el sistema compuesto únicamente por una antena equivalente que radia con el mismo ángulo  $\theta$ , pero que ilumina una superficie equivalente a lo que iluminaría una apertura con las dimensiones del reflector principal.

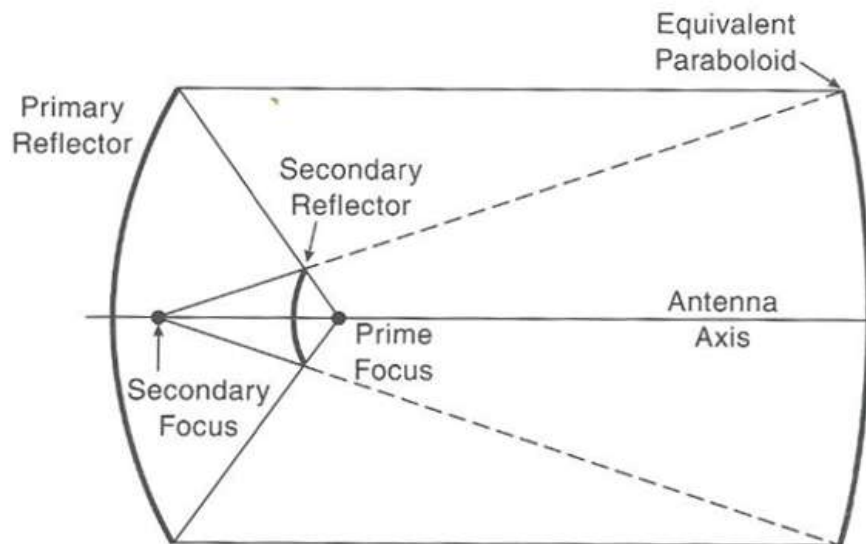


Figura 42: Paraboloide equivalente de un sistema multireflector

Una consideración importante a tener en cuenta es que la distribución de campo en el plano de apertura es esencialmente la misma que la del patrón de radiación del alimentador a pesar de la distancia recorrida por el haz bajo un ángulo  $\theta$ .

Es importante también remarcar que el concepto de paraboloide equivalente se basa en la propagación de los rayos y desprecia la difracción presente en el reflector secundario, por tanto no siempre será válido.

Como ya se ha mencionado, las configuraciones más importantes de sistemas ópticos multireflectores son la configuración Gregorian y la Cassegrain, las cuales se detallan a continuación:

### CONFIGURACION GREGORIAN

Está formada por un reflector principal parabólico cóncavo y un subreflector elíptico también cóncavo (tomando como punto de referencia la posición del alimentador). Para que el haz sea captado por el receptor (alimentador) correctamente todos los rayos deben converger en un mismo punto, y es aquí donde se debe posicionar el alimentador.

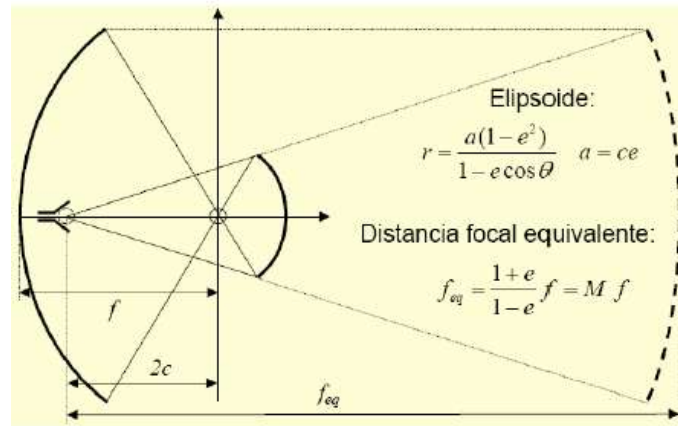


Figura 43: Sistema multireflector en configuración Gregorian – parámetros y paraboloide equivalente

Como se puede ver en la Figura 43, la posición del alimentador debe coincidir con los focos del reflector parabólico principal y del subreflector elíptico. También se muestra el paraboloide equivalente para esta configuración.

### CONFIGURACION CASSEGRAIN

Las antenas Cassegrain fueron introducidas en la década de los 60, ligadas a la aparición de los satélites de comunicaciones.

En aplicaciones espaciales donde se requiere una gran directividad de la antena, una elevada potencia en el transmisor y un receptor de bajo ruido, utilizar una gran antena receptora implica grandes distancias del transmisor o receptor al foco, por lo que una solución es emplear un segundo subreflector y colocar la alimentación cerca o en el vértice del reflector paraboloide. Los subreflectores típicos son hiperboloides cuyo foco coincide con el del paraboloide del reflector principal tal y como muestra la Figura 44.

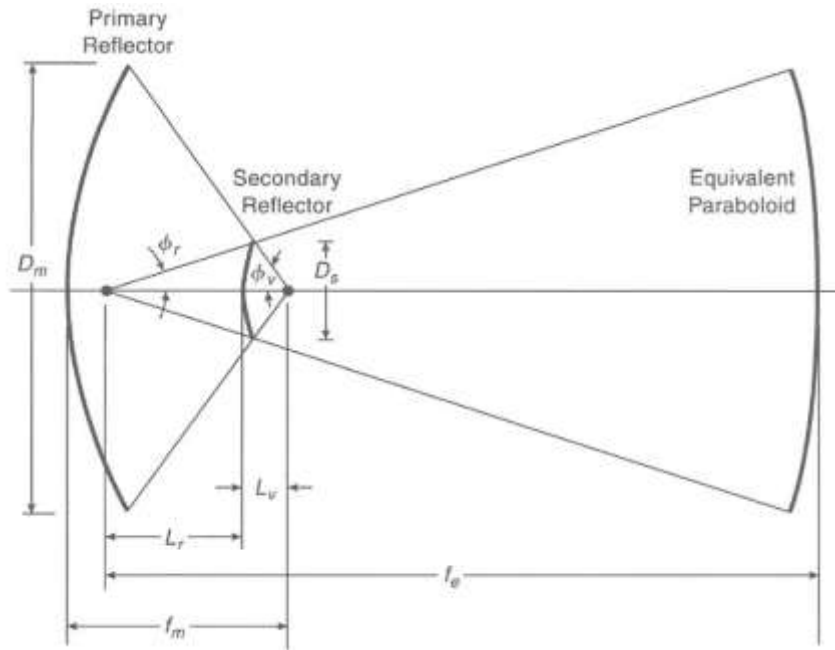


Figura 44: Sistema multireflexor en configuración Cassegrain – parámetros y paraboloide equivalente

El sistema Cassegrain, mostrado esquemáticamente en la figura 41 se define mediante los parámetros indicados en la figura 44.

La principal diferencia entre el sistema Cassegrain y el Gregorian es la forma y posición del subreflector. En el sistema Gregorian el subreflector es elíptico y cóncavo, por el contrario, el sistema Cassegrain se caracteriza por estar compuesto por un subreflector hiperbólico convexo (tomando como punto de referencia la posición del alimentador).

En el sistema Cassegrain, el reflector principal se caracteriza por una distancia focal  $f_m$  y un diámetro  $D_m$ . El subreflector es un elemento divergente, los rayos provenientes de un punto situado a una distancia  $L_r$  del vértice de su parte convexa se divergen de manera que parece que provienen de un punto localizado a una distancia  $L_v$  de su parte cóncava.

La magnificación,  $m$ , del sistema Cassegrain es el ratio entre la distancia focal efectiva  $f_e$  y la distancia focal del reflector principal  $f_m$ . El diámetro del reflector secundario se elige de forma que el rayo extremo proveniente del foco secundario (a distancia  $f_m$  y con un ángulo  $\phi_v$ ) incida en los bordes de ambos reflectores.

$$m = \frac{f_e}{f_m} = \frac{L_r}{L_v} = \frac{e+1}{e-1} \quad (6.2.1)$$

siendo  $e$  la excentricidad del reflector secundario hiperboidal.

La configuración Cassegrain tiene uno de los focos de la hipérbola del subreflector coincidente con el foco del reflector principal parabólico y el otro coincidente con la posición del alimentador (foco reflector secundario,  $f_s = \frac{L_r}{1-m}$ ). (6.2.2)

La matriz de rayos del sistema se representa mediante el producto de 3 matrices, una por cada reflector, y otra debido a la distancia  $d$  existente entre ambos reflectores.

$$M_{\text{cass}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{f_s} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & d \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{f_m} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{d}{f_m} & d \\ -\frac{(f_m + f_s - d)}{f_m f_s} & 1 - \frac{d}{f_s} \end{bmatrix} \quad (6.2.3)$$

Esta matriz actúa como matriz ABCD representando mediante la pendiente,  $r'$ , y la posición,  $r$ , un haz incidente en el sistema. Un haz paralelo al sistema e incidente sobre él tiene pendiente 0 por lo que el efecto del sistema Cassegrain definido por su matriz de rayos ABCD se puede escribir como:

$$\begin{bmatrix} r_{\text{out}} \\ r'_{\text{out}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} r_{\text{in}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.2.4)$$

De la ecuación anterior resulta:

$$r_{\text{out}} = A r_{\text{in}} \text{ y } r'_{\text{out}} = C r_{\text{in}} \quad (6.2.5)$$

La condición para que el sistema se encuentre enfocado es que todos los rayos paralelos al sistema, independientemente de su distancia al eje al que es paralelo, pasen a través de un punto en común situado a una distancia  $S$ . Esto es:

$$r_{\text{out}} + r'_{\text{out}} S = 0 \rightarrow A r_{\text{in}} + S C r_{\text{in}} = 0 \rightarrow S = -\frac{A}{C} \quad (6.2.6)$$

Sustituyendo  $A$  y  $C$  por sus valores reales:

$$S = \frac{(d - f_m) f_s}{d - f_m - f_s} \quad (6.2.7)$$

Definiendo la distancia entre los reflectores como  $d = f_m - \frac{L_r}{m} + \delta$  siendo  $\delta$  un cambio en la separación entre los reflectores relativo a un valor nominal, se refine la distancia  $S$  a la que los rayos pasan por el mismo punto como:

$$S = \frac{(m\delta - L_r) L_r}{m(1-m)\delta - L_r} \quad (6.2.8)$$



Para  $\delta = 0$  y  $L_r = S$ , el desplazamiento de la posición focal de los rayos depende de la separación entre los reflectores:

$$\Delta S = S - L_r = \frac{m^2 \delta L_r}{m(1-m)\delta - L_r} \quad (6.2.9)$$

En el caso de valores de  $\delta$  pequeños el valor del desplazamiento del foco se puede aproximar por:

$$\Delta S = -m^2 \delta \quad (6.2.10)$$

Por tanto, un cambio  $\delta$  en la separación entre los reflectores hace que la posición del foco secundario se desplace una cantidad  $\delta$  multiplicada por  $m^2$ . Para los sistemas Cassegrain la magnificación  $m$  suele ser bastante alta, del orden de 10, por lo que el valor de  $m^2$  es muy grande. Que la magnificación tenga este tamaño tiene buenos y malos efectos sobre el sistema. Un pequeño movimiento del reflector secundario puede ser suficiente para compensar el desplazamiento de su foco. Sin embargo, la posición del reflector se debe controlar cuidadosamente con el fin de mantener el buen funcionamiento de la antena.

## DESVENTAJAS DEL USO DE ESTAS CONFIGURACIONES

### Efecto de bloqueo y Spillover

La distribución de campo Gaussiana producida por el alimentador no termina de manera abrupta en los bordes del reflector secundario; la energía que no es interceptada por la antena se denomina *spillover*.

Por otro lado, el reflector secundario produce una sombra en el plano de apertura, tal y como se muestra en la Figura 45 y esto crea una *región de bloqueo* que no se encuentra iluminada por el haz proveniente del reflector principal.

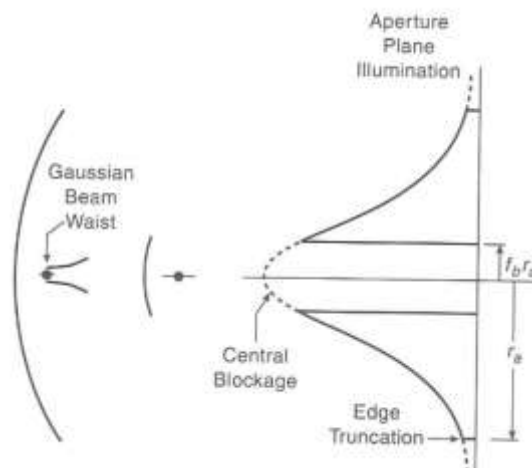


Figura 45: Región de bloqueo de un sistema multireflector en configuración Cassegrain

Se define el bloqueo central en términos de la fracción de radio del reflector principal que es oscurecida por el reflector secundario. Teniendo en cuenta los parámetros descritos en la Figura 45, el radio de la región de bloqueo se define como:

$$r_{\text{block}} = f_b r_a \quad (6.2.11)$$

Siendo  $f_b$  el factor de bloqueo, que depende del tamaño del subreflector con respecto al de la antena de apertura.

Por otro lado, la eficiencia de apertura de la antena se puede expresar mediante:

$$\epsilon_a = \frac{A_{\text{efectiva}}}{A_{\text{física}}} = 2\alpha^{-1} [\exp(-f_b^2 \alpha) - \exp(-\alpha)]^2 \quad (6.2.12)$$

Donde  $\alpha$  mide el truncamiento del haz en los bordes en la apertura.  $\alpha = \left(\frac{r_a}{\omega_a}\right)^2$  con  $r_a$  el radio de la antena y  $\omega_a$  el radio del haz. (6.2.13)

Se define el parámetro Taper Edge (dB) en función de  $\alpha$  como:

$$T_e \text{ (dB)} = 8.686 \alpha \quad (6.2.14)$$

La Figura 46 muestra el diagrama de radiación en la apertura de una antena iluminada mediante Haces Gaussianos, este diagrama corresponde con el caso en el que el haz que se propaga no ha sufrido efecto de bloqueo.

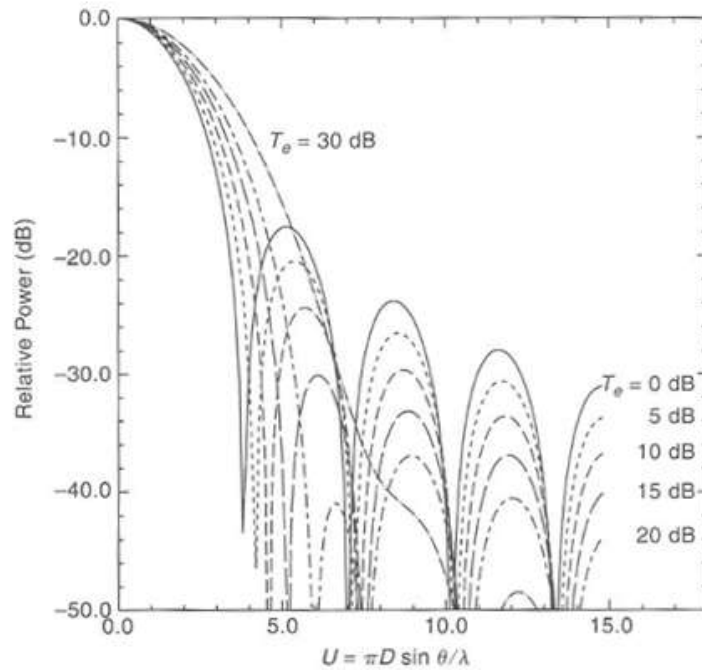


Figura 46: Diagrama de radiación presente en la apertura sin haber sufrido efecto de bloqueo

La eficiencia de spillover  $\epsilon_s$  se define como la fracción de potencia producida por el alimentador que es interceptada por el plano de apertura:

$$\epsilon_s = 1 - \exp(-2\alpha) \quad (6.2.15)$$

En la Figura 47 se puede apreciar que la eficiencia del spillover se maximiza para valores altos de  $\alpha$ , lo que corresponde a una alta concentración del haz en el centro de la apertura.

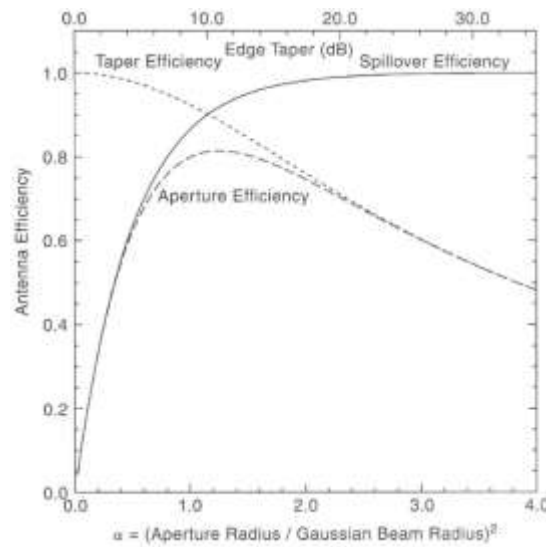


Figura 47: Variación de la eficiencia del spillover vs parámetro alpha

La eficiencia de bloqueo viene dada por:

$$\epsilon_{bl} = \frac{[\exp(-fb2\alpha) - \exp(-\alpha)]^2}{[1 - \exp(-\alpha)]^2} \quad (6.2.16)$$

La variación de esta eficiencia de bloqueo con respecto al parámetro  $\alpha$  se muestra en la Figura 48, para varios valores de factor de bloqueo  $f_b$ :

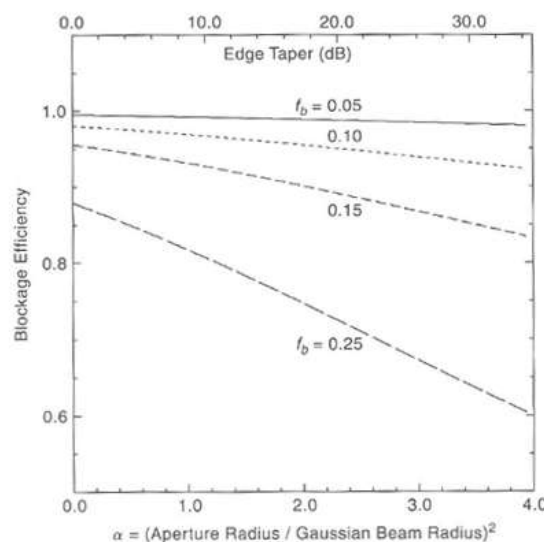


Figura 48: Variación de la eficiencia de bloqueo en función del parámetro alpha para varios valores de  $f_b$

La Figura 49 muestra el diagrama de radiación presente en la apertura de la antena receptora teniendo en cuenta que el haz ha sufrido el efecto de bloqueo. Como se puede apreciar, conforme el factor de bloqueo  $f_b$  aumenta el diagrama de radiación empeora, ya que los niveles de los lóbulos secundarios aumentan a la vez que se estrecha el lóbulo principal.

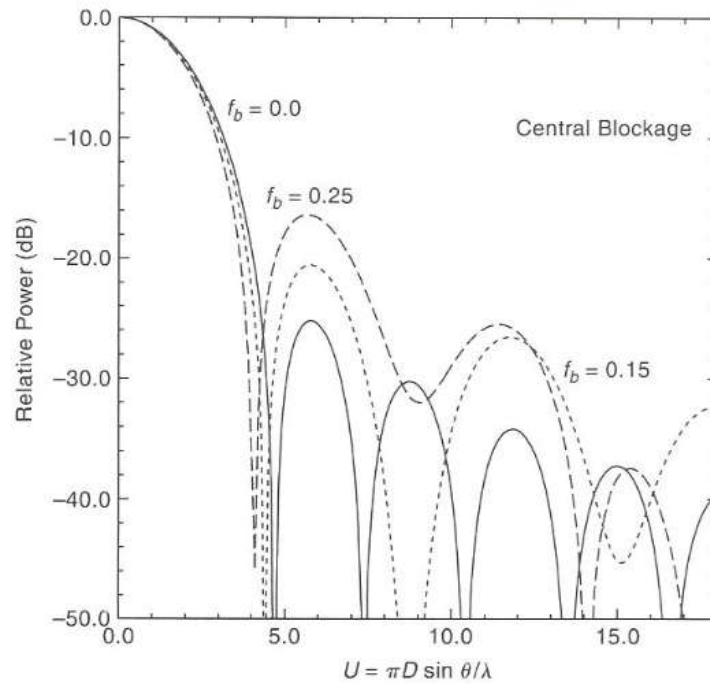


Figura 49: Diagrama de radiación en la apertura de la antena teniendo en cuenta el efecto de bloqueo

## CONSIDERACIONES DE DISEÑO PARA UN CORRECTO FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA

- $D_s \gg 5\lambda$  para evitar excesivas pérdidas debido a la difracción.
- $D_s \leq 0.1D_m$  para lograr una eficiencia de bloqueo mayor del 99% (ver Figura 50).
- Elegir una antena de bocina cuyo ángulo subtendido  $\theta$  minimice el spillover, para ello la iluminación en los bordes del subreflector tiene que ser del orden de -15dB.
- La ganancia de los sistemas, tanto Cassegrain como Gregorian, viene determinada por:

$$G = \eta \frac{\pi^2 (D_m^2 - D_s^2)}{\lambda^2} \quad (6.2.17)$$

siendo  $\eta$  la eficiencia de apertura de la antena [12]

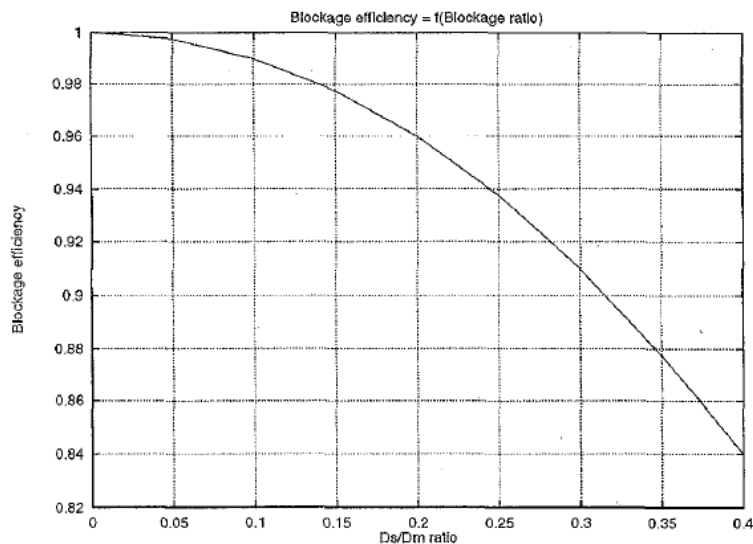


Figura 50: Variación de la eficiencia de bloqueo respecto a la relación existente entre los diámetros de los reflectores

A la hora de diseñar una antena formada por 2 reflectores se tienen 2 opciones:

- a) No especificar ninguna condición para el bloqueo del sistema:

El punto de partida suele ser elegir un feed con un  $\theta$  determinado. A partir de ahí y mediante el uso de las ecuaciones que se han descrito en el presente proyecto se calculan los parámetros  $D_m$ ,  $D_s$  y  $F$  necesarios para el diseño del sistema.

El resultado obtenido para  $D_m = 22\text{m}$ ;  $D_s = 2.75\text{m}$ ;  $F = 7.379\text{m}$  y  $\theta = 14^\circ$  sin imponer condiciones mínimas de bloqueo se muestra en la Figura 51:

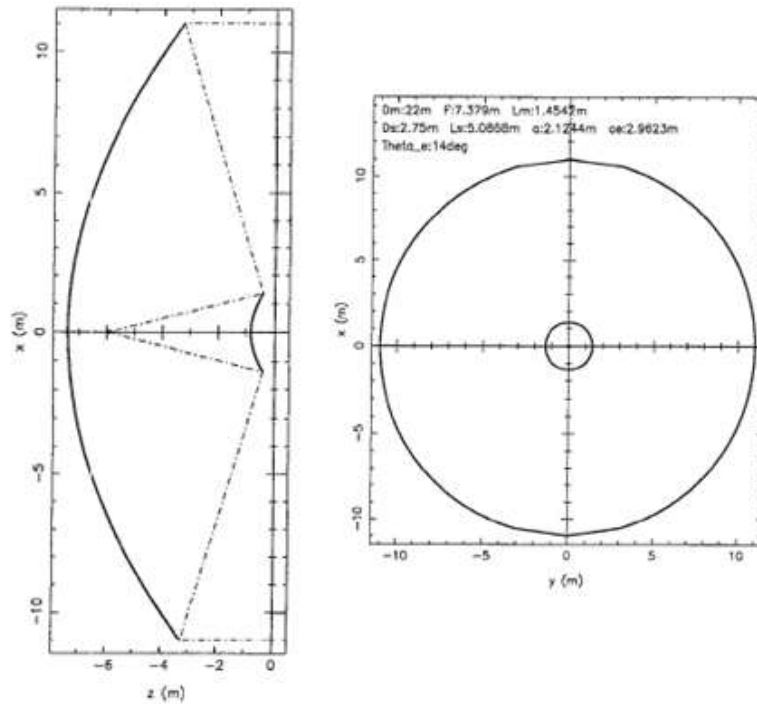


Figura 51: Vistas lateral (izq) y frontal (der) del sistema Cassegrain sin condiciones mínimas de bloqueo

b) Requerir una condición de bloqueo mínima:

Si se conoce el diámetro de apertura del alimentador  $D_f$ , la condición que asegura que el bloqueo del sistema es mínimo viene dada por:

$$\frac{F}{2f} = \frac{D_s}{D_f} \quad (6.2.18)$$

Mediante el uso de la expresión anterior, basta con calcular los parámetros  $D_s$ ,  $F$  y  $f$  de manera que cumplan la ecuación. De esta manera el sistema tendrá el mínimo bloqueo posible (Figura 52).

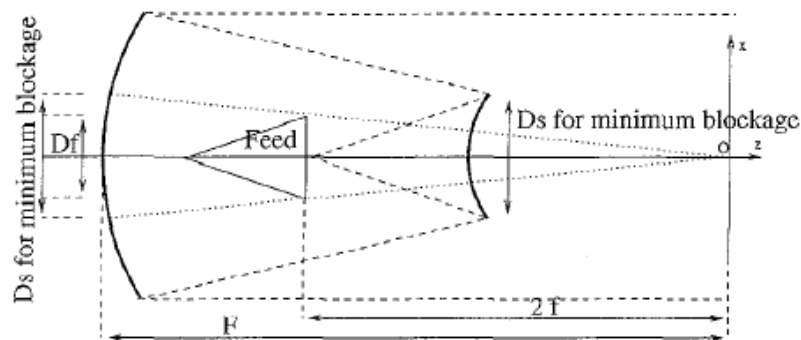


Figura 52: Diseño del sistema Cassegrain con mínimo efecto de bloqueo

La Figura 53 muestra el resultado obtenido para  $D_m = 10\text{m}$ ;  $D_s = 1.25\text{m}$ ;  $F = 5\text{m}$ ;  $\theta = 10.0369^\circ$  y  $D_f = 1\text{m}$  (parámetros que cumplen la ecuación de efecto de bloqueo mínimo):

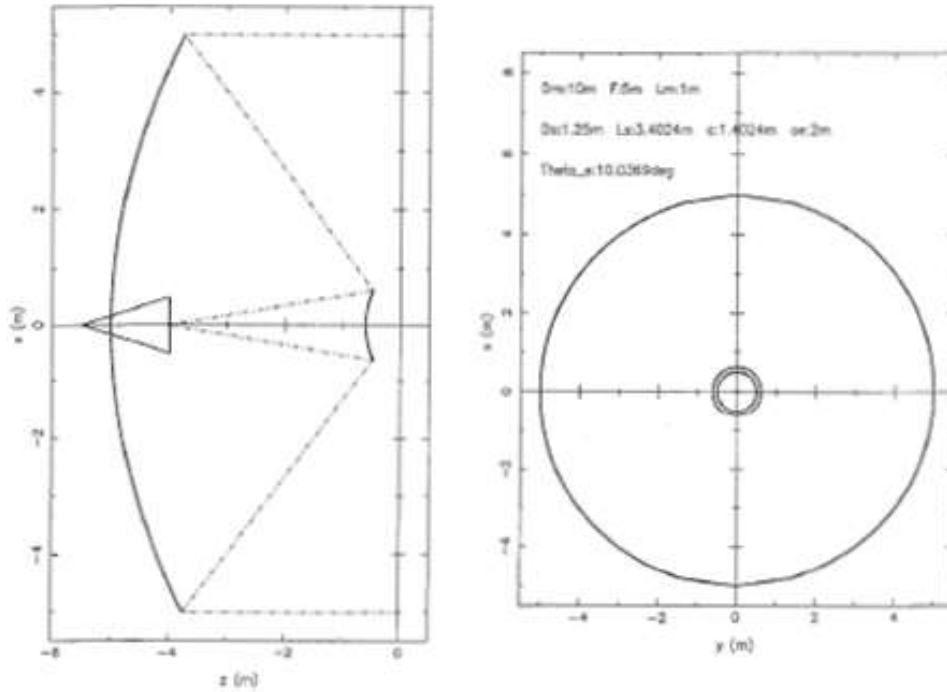
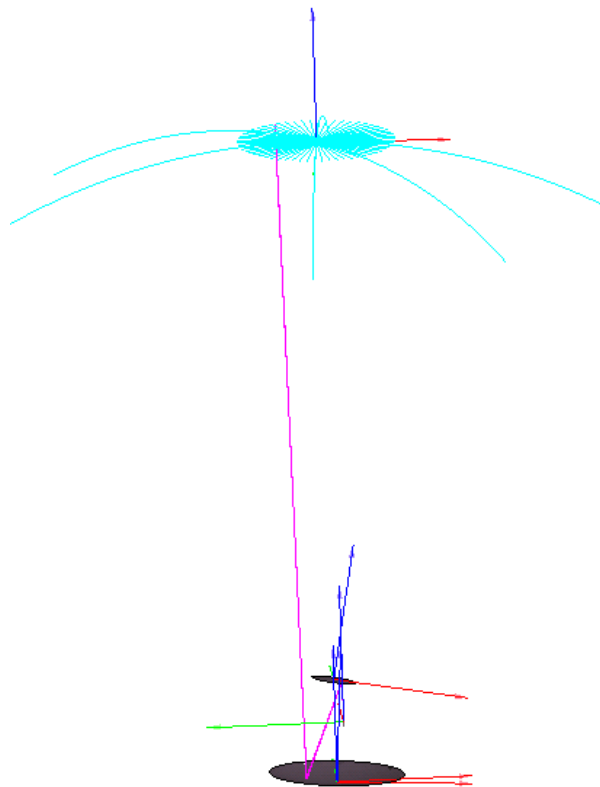


Figura 53: Vistas lateral (izq) y frontal (der) del sistema Cassegrain imponiendo condiciones mínimas de bloqueo

## **7-DISEÑO, FUNCIONAMIENTO Y ANÁLISIS DEL SISTEMA REAL**

### **7.1-Diseño**

El sistema con el que se va a trabajar está formado, como ya hemos comentado, por 2 espejos elípticos en configuración Cassegrain. Para su diseño y análisis se ha utilizado el software GRASP9. El aspecto del sistema en el programa se muestra en la Figura 54.



**Figura 54: Imagen de GRASP 9 del sistema a analizar**

La forma de trabajar con este software es un tanto especial, ya que para cada uno de los elementos a diseñar se debe crear un sistema de coordenadas propio y a partir de ahí comenzar a definir el resto de parámetros que caracterizan cada elemento del sistema óptico.

A continuación se exponen y explican los elementos más importantes que componen el fichero GRASP9 del sistema y sus correspondientes parámetros para su óptimo diseño.



**REFLECTOR PRINCIPAL:** Reflector elíptico (420mm half-axis) situado en el origen del sistema (0,0,0) con su parte cóncava orientada hacia el plano en el que se encuentra la imagen a captar y con una inclinación de  $\theta = 3.318^\circ$  como se puede ver en la Figura 55.

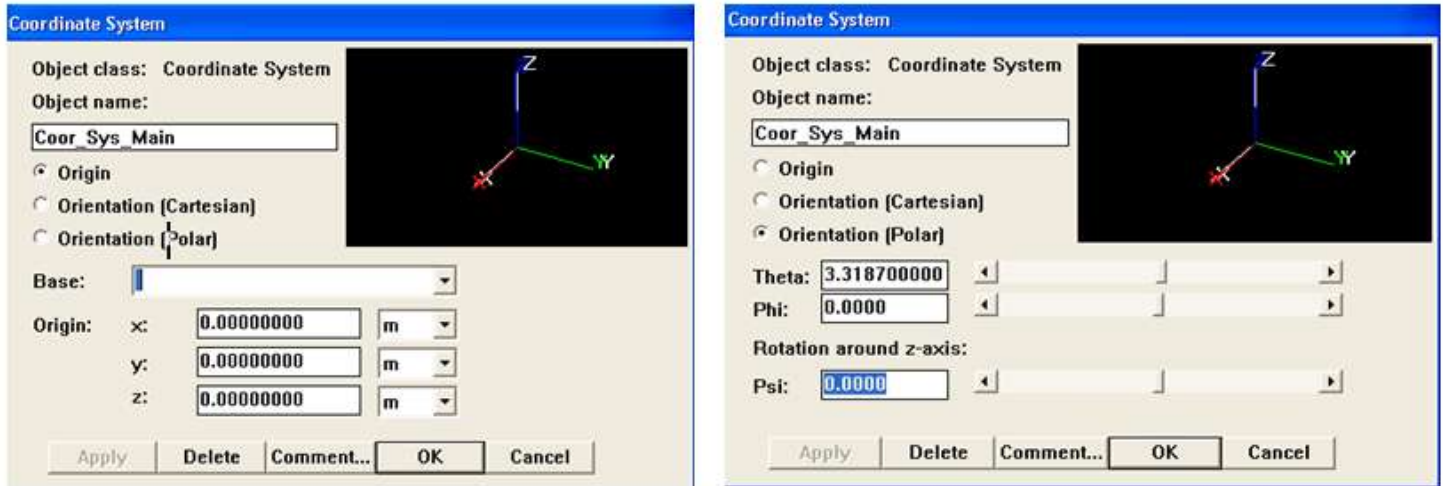


Figura 55: Posición del origen (izq) y coordenadas polares (der) del reflector principal

Como ambos reflectores tienen forma elíptica, se detalla a continuación como se definen estas en el programa GRASP9.

La forma de una elipse sin rotación se define mediante la ecuación:

$$\left(\frac{x-x_c}{a}\right)^2 + \left(\frac{y-y_c}{b}\right)^2 = 1 \quad (7.1.1)$$

Donde  $(x_c, y_c)$  es el centro de la elipse y  $a$  y  $b$  son los half-axes paralelos a los ejes  $x$  e  $y$  tal y como se muestra en la Figura 56.

La elipse puede ser rotada con respecto a su centro mediante el comando *rotation*.

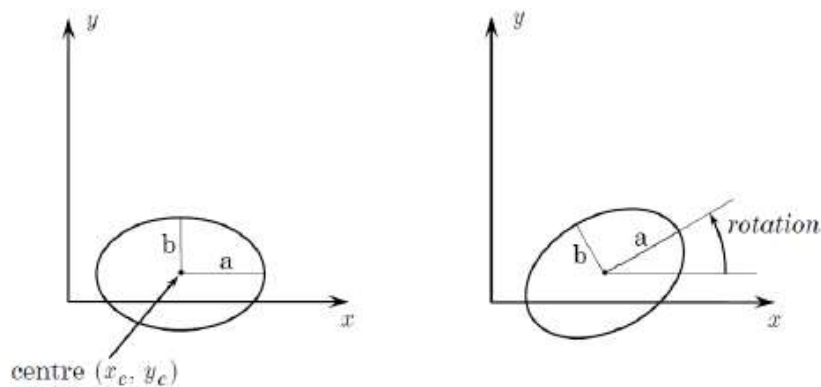


Figura 56: Definición de una elipse en GRASP9 y función del comando rotation

**REFLECTOR SECUNARIO:** También es un reflector elíptico pero con half-axis menores (140mm en este caso), se encuentra separado del reflector principal 635mm por lo que su origen respecto al origen del sistema se encuentra en (0,0,635) como aparece en la Figura 57. El subreflector también posee una inclinación, esta vez más pronunciada que en el reflector principal ( $10.085^\circ$ ). La parte convexa del subreflector se encuentra orientada hacia el reflector principal con el objetivo de que el haz rebote de un espejo a otro, como muestra la Figura 58.

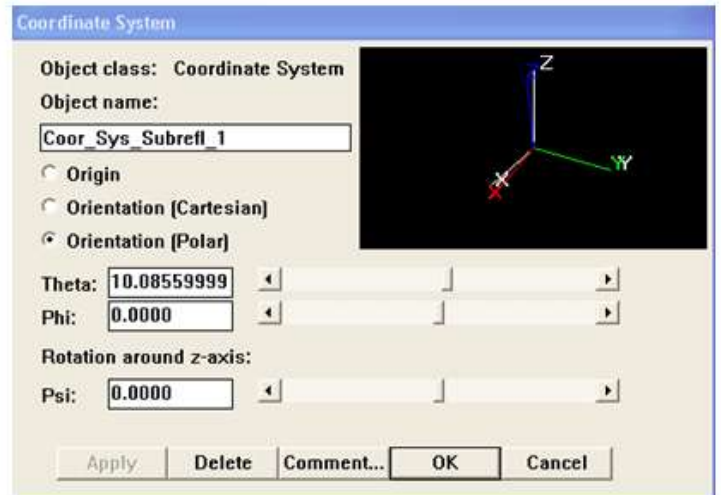
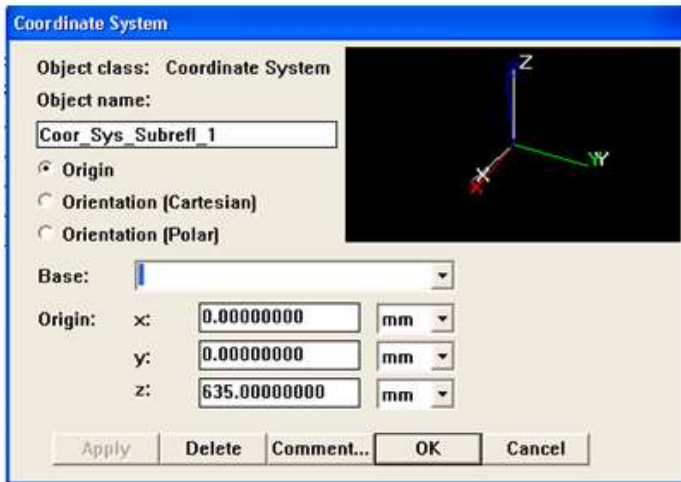


Figura 57: Posición del origen (izq) y coordenadas polares (der) del subreflector

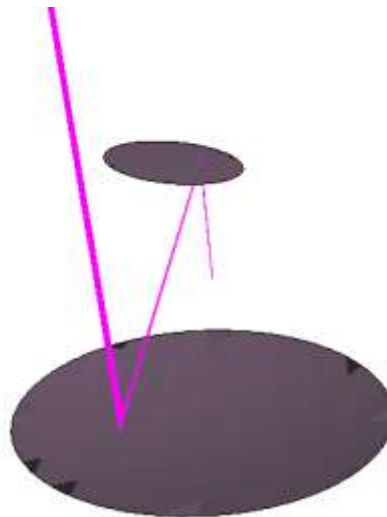


Figura 58: Vista de GRASP9 mostrando la trayectoria de los haces entre los 2 reflectores

**FEED:** El alimentador (que en el sistema real, será el receptor) es una bocina rectangular en la que se propaga el modo fundamental TE<sub>10</sub> a la que se han ido variando sus dimensiones con el fin de obtener las dimensiones ( y por tanto directividad) óptimas para la frecuencia de trabajo dada.

Modificando los parámetros `aperture_width`, `aperture_height`, `flare_length_xz` y `flare_length_yz` (ver figura 59) se obtienen bocinas con distintas directividades.

En este proyecto se han hecho pruebas con bocinas de 22, 24.43 y 26.36 dB. Los resultados se muestran más adelante.

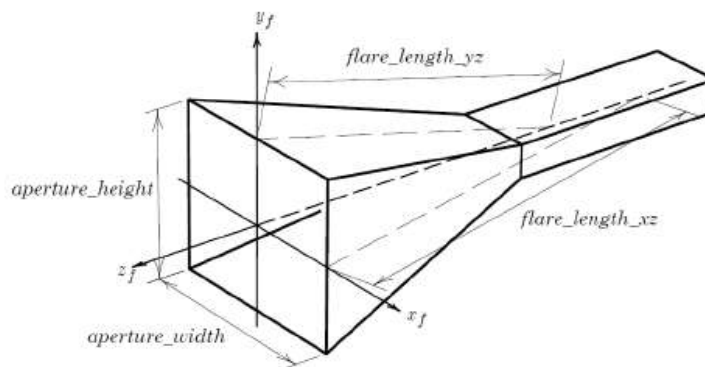


Figura 59: Parámetros de GRASP9 necesarios para definir una antena de apertura rectangular

La figura 60 muestra que el feed se encuentra posicionado a 370mm del origen del sistema, por lo que su origen respecto al origen principal se encuentra en (0,0,370).

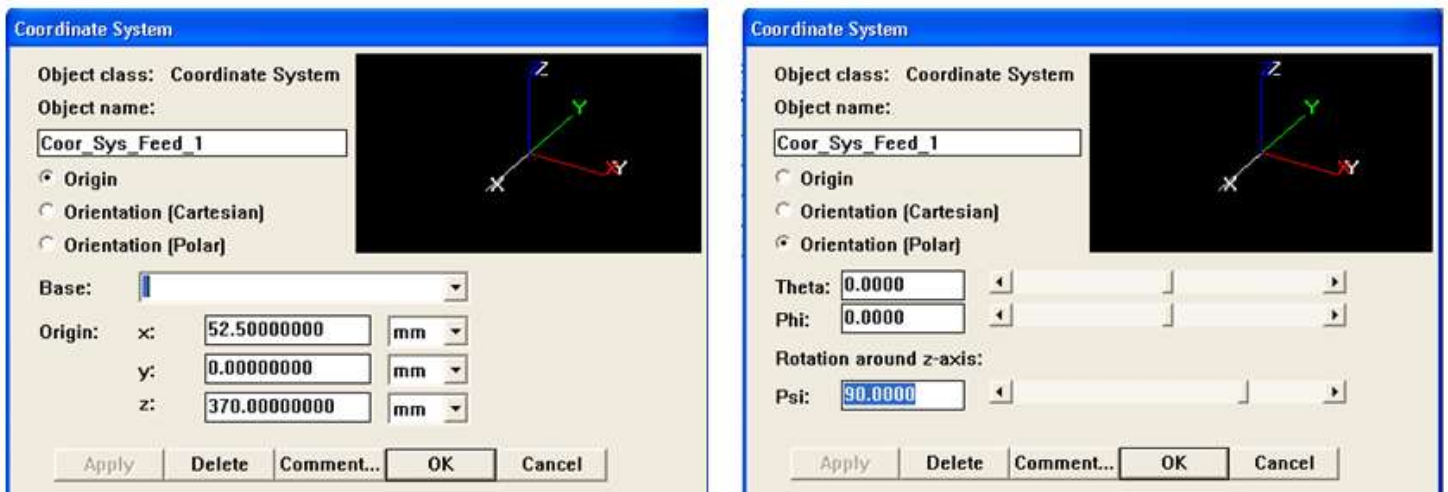


Figura 60: Posición del origen (izq) y coordenadas polares (der) del alimentador/receptor

A la hora de hacer las simulaciones en vez de diseñar el array completo con las 8 bocinas en GRASP lo que se ha hecho es simular con una única bocina e ir moviéndola a cada una de las 8 posiciones de los elementos del array para obtener todas las simulaciones del sistema completo.

De cada una de estas simulaciones se obtiene un fichero .cut, cuando ya se han obtenido las simulaciones de todos los componentes del array mediante MATLAB se obtiene una representación de todos los elementos en una única gráfica. De esta forma se simplifica el tiempo de computación de GRASP a la hora de simular, ya que sino el tiempo de espera para obtener los resultados era muy elevado.

**PLANO DE CAPTACION IMÁGENES:** Es el plano donde se van a posicionar los objetos que se quieren captar por el dispositivo. Este plano se encuentra a 4 metros del origen de coordenadas del sistema (0,0,4000) y es en esta posición donde nos interesa medir la potencia recibida para la optimización del funcionamiento del dispositivo.

Con el fin de calcular y medir el campo eléctrico y su distribución en este plano se han definido varios cortes radiales (ver Figura 61) para que después los resultados de campo en estos cortes aparezcan en el fichero .cut de salida.

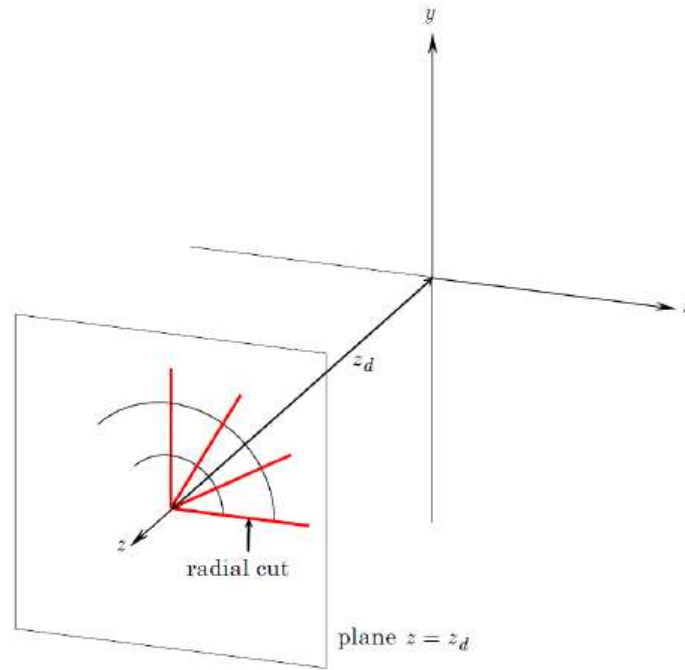


Figura 61: Definición en GRASP9 de cortes radiales en un plano dado

Los cortes radiales se caracterizan por tener el parámetro  $\phi$  fijo y a partir de ahí ir variando  $\rho$  de la forma:

$$\rho_i = \rho_{\text{start}} + \Delta\rho (i - 1) \quad \text{donde} \quad \Delta\rho = \frac{\rho_{\text{end}} - \rho_{\text{start}}}{n_\rho - 1} \quad (7.1.2)$$

siendo  $n_\rho$  el número de puntos definido para  $\rho$ .

Para cada valor fijo de  $\phi$  se calculan los valores de  $\rho$  del corte. Después se va aumentando el valor de  $\phi$  de manera equidistante y se vuelven a calcular los valores de  $\rho$ . El incremento de la  $\phi$  para cada corte radial se realiza de la siguiente manera:

$$\phi_j = \phi_{\text{start}} + \Delta\phi (j - 1) \quad \text{donde} \quad \Delta\phi = \frac{\phi_{\text{end}} - \phi_{\text{start}}}{n_\phi - 1} \quad (7.1.3)$$

siendo  $n_\phi$  el número de puntos definido para  $\phi$  y por tanto el numero de cortes radiales a realizar en el plano donde se sitúa la imagen.

## 7.2-Funcionamiento y captación de imágenes

Dado que la captación de imágenes realizada por este dispositivo es pasiva los cuerpos que se quieren detectar no son radiados, son ellos por sí mismos los que radian ondas electromagnéticas a frecuencia de THz. Esta es una gran ventaja frente a otros dispositivos similares que utilizan rayos X para la obtención de las imágenes.

Las ondas radiadas por los cuerpos a detectar (que se encuentran en el plano de recepción, situado a 4 metros del sistema) se propagan en el espacio libre hasta llegar al reflector principal. Llegado este punto las ondas rebotan en él y cambian su trayectoria, dirigiéndose ahora hacia la parte convexa del subreflector. En el subreflector las ondas vuelven a rebotar y a cambiar su trayectoria para dirigirse finalmente al receptor, el cual está formado por un array de antenas de bocina rectangulares.

El sistema de espejos realiza un barrido perpendicular, los reflectores giran sobre sí mismos en sentido contrario uno del otro, consiguiendo de esta manera que la zona de barrido donde se encuentra posicionada la imagen a detectar quede prácticamente cubierta (este barrido se estudiará en profundidad más adelante).

Es importante también destacar que cierta potencia se pierde “por el camino”, es decir, no toda la potencia radiada por los cuerpos es recogida por el array de receptores. Esto se debe a que no todas las ondas radiadas por los cuerpos a detectar llegan al reflector principal, ni todas las ondas que rebotan en el reflector primario alcanzan el subreflector (ya que las superficies de estos son finitas). A este efecto, o problema en nuestro caso, se le denomina spill-over y es un factor a estudiar y a tener en cuenta en este proyecto para la optimización del sistema.

$$\text{Spillover (dB)} = 10 \log (1 - \text{Prec}_{4m}) \quad (7.2.1)$$

donde  $\text{Prec}_{4m}$  es la potencia relativa recibida a 4 metros.

Por otro lado, se produce una pérdida de potencia debido al efecto de bloqueo (sombra producida por el subreflector en el reflector principal que bloquea el paso de la radiación) y por tanto, también es un factor a considerar a la hora del diseño óptimo.

También es importante calcular la el Factor de mejora en dB del sistema completo (similar a la relación S/N), para ver cómo de bueno es el resultado obtenido. Este Factor de mejora es la relación entre la potencia máxima recibida en el receptor con respecto al ruido de “fuera del sistema” captado por la antena (Spillover):

$$\text{Factor mejora(dB)} = 20 \log (\text{maxE}) - \text{Spillover} \quad (7.2.2)$$

donde maxE es el valor del campo máximo en el eje x a 4 metros.

### 7.3-Análisis

Una vez que ya se tiene el diseño del dispositivo implementado en GRASP9, se procede a su análisis.

Dado que GRASP9 no permite la radiación pasiva de objetos, lo que se ha hecho es suponer el caso análogo: el array es el que radia y se calcula la potencia recibida a 4 metros del sistema, que es donde se encuentra el plano imagen que se quiere captar.

De esta manera ya se puede saber cuál es el spill-over del sistema, la potencia de bloqueo y la potencia captada por el array cuando se sitúan objetos a 4 metros del dispositivo.

Para realizar el análisis en el software, es necesario definir primero cuales son los pasos a realizar para el análisis. A estos pasos se les llama COMANDS y en este caso son 5 como muestra la Figura 62.

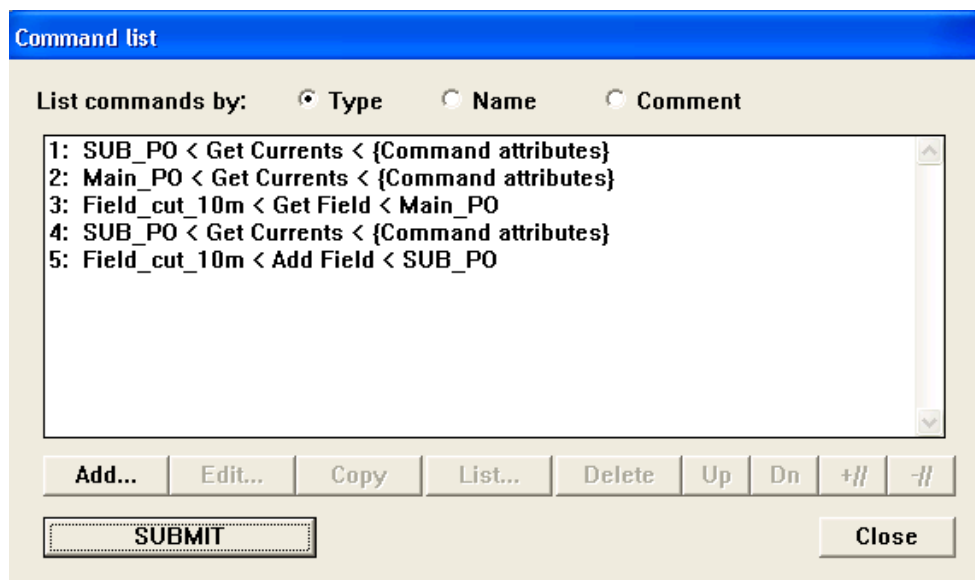


Figura 62: Lista de comandos ejecutados por GRASP9 para la realización de las simulaciones

El primero y el segundo calculan las corrientes producidas en el subreflector (comando1) y reflector primario (comando2) debido a la radiación producida por el array de bocinas.

El tercero calcula el campo producido por el reflector principal a 4 metros del sistema en ausencia del reflector secundario, es decir, aquí aun no se ha tenido en cuenta el efecto de bloqueo, el cual se tendrá en cuenta en el comando 5.

El cuarto vuelve a calcular de nuevo las corrientes producidas en el subreflector, pero esta vez tiene en cuenta la radiación proveniente del reflector principal y no del feed.

Finalmente, el quinto comando calcula el campo existente a 4 metros del sistema teniendo en cuenta el efecto de bloqueo. Para ello lo que hace este comando es restar al campo total producido por el reflector principal (calculado mediante el comando 3 el campo producido) la parte de campo que es “bloqueado” por la presencia del subreflector.

Una vez que se han impuesto los COMANDS que tiene que seguir el programa para la obtención de resultados, hay que realizar una simulación para cada uno de los elementos del array. Cada simulación produce como salida 3 ficheros: .cut .out y .log

Los ficheros .out y .log poseen información sobre el diseño del sistema y los cálculos realizados por GRASP9 para la obtención de los resultados de salida, de ellos se extraen la información acerca del spill-over, bloqueo y potencia recibida a 4 metros.

El fichero .cut contiene información acerca del campo presente a 4 metros. Mediante el uso del software MATLAB y estos ficheros se calcula el campo máximo a esta distancia (maxE de aquí en adelante) y se realizan gráficas tanto de las distribuciones de campo como los cortes de los haces a -3 dB producidos por cada elemento del array a 4 metros del sistema.

En el presente proyecto fin de carrera se pretende optimizar el diseño del array de bocinas del sistema óptico (directividad, dimensiones y número de elementos que componen el array) con el fin de mejorar las prestaciones del sistema en cuanto a potencia recibida, spill-over y potencia de bloqueo.

Además, una vez realizada la optimización de la directividad, se ha doblado el número de elementos del array con el fin de sacar conclusiones sobre si este hecho es ventajoso o no respecto al resultado obtenido en ambos casos.



### 7.3.1-Estudio de la directividad óptima de las bocinas

Antes de comenzar el análisis del sistema óptico, se va a explicar cómo están distribuidas las bocinas en el array receptor:

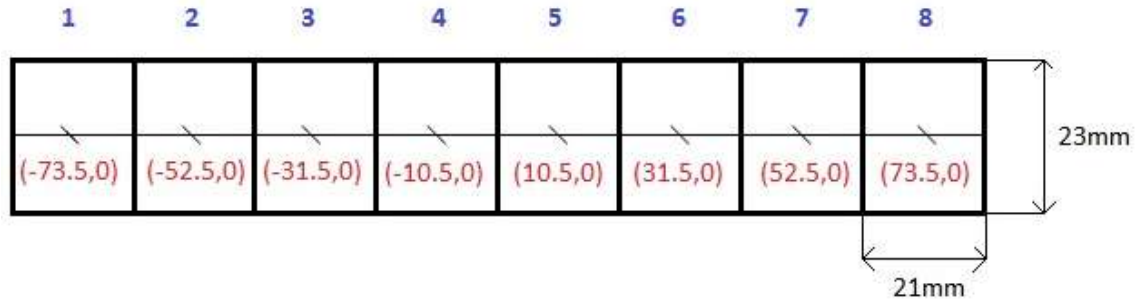


Figura 63: Vista frontal del array receptor con las coordenadas (x,y) correspondientes para cada elemento

La Figura 63 muestra la distribución de los elementos del array con sus correspondientes coordenadas (x,y).

Dejando fija la coordenada Z del feed en 370mm se han realizado simulaciones para todos los elementos del array 1-8.

Con el fin de elegir la mejor directividad de las bocinas para el sistema óptico, se han realizado simulaciones de todos los elementos del array con directividades de 26.36 dB, 24.43 dB y 22 dB.

A continuación se detalla cómo se han obtenido las dimensiones de las antenas para cada directividad con el fin de introducirlas en GRASP para la realización de las simulaciones.

#### Cálculo de las dimensiones de las bocinas para las 3 directividades a estudiar

Las dimensiones de la bocina real de 26.36 dB son conocidas, por eso, a partir de estas dimensiones, se han obtenido las de las bocinas de 24.43 dB y 22 dB. Para ello, lo que se ha hecho es multiplicar las dimensiones de la bocina conocida por un factor de escalado (entre 0 y 1) hasta conseguir los valores de las directividades deseadas.

#### Dimensiones antena de bocina rectangular de 26.36 dB:

- a = anchura = width = 13.4mm
- b = altura = height = 9.4mm
- flare\_length\_xz = 38.69mm
- flare\_length\_yz = 37.44mm

Mediante la siguiente ecuación de la directividad se puede comprobar que la bocina es de 26.36 dB:

$$D \text{ (dB)} = 10 \log\left(\frac{6.4 a b}{\lambda^2}\right) = 26.36 \text{ dB} \quad (7.3.1)$$

Llegado a este punto, para el cálculo de las otras dos dimensiones lo que se ha hecho es ir probando multiplicando las dimensiones de anchura y altura por un factor entre 0 y 1 y utilizado la ecuación anterior ver qué resultado se obtenía para la directividad.

El resultado es:

- Las dimensiones a y b multiplicadas por un factor 0.8 dan lugar a D=24.43 dB.
- Las dimensiones a y b multiplicadas por un factor 0.6 dan lugar a D=22 dB

Dimensiones bocina de 24.43 dB:

- anchura = width =  $13.4 \times 0.8 = 10.72\text{mm}$
- altura = height =  $9.4 \times 0.8 = 7.52\text{mm}$
- flare\_length\_xz = 31.65mm
- flare\_length\_yz = 30.43mm

Para el cálculo de las flare\_length se utilizan los valores correspondientes a las dimensiones de la guía de onda en la que va unida la antena. El procedimiento seguido se recoge en la Figura 64:

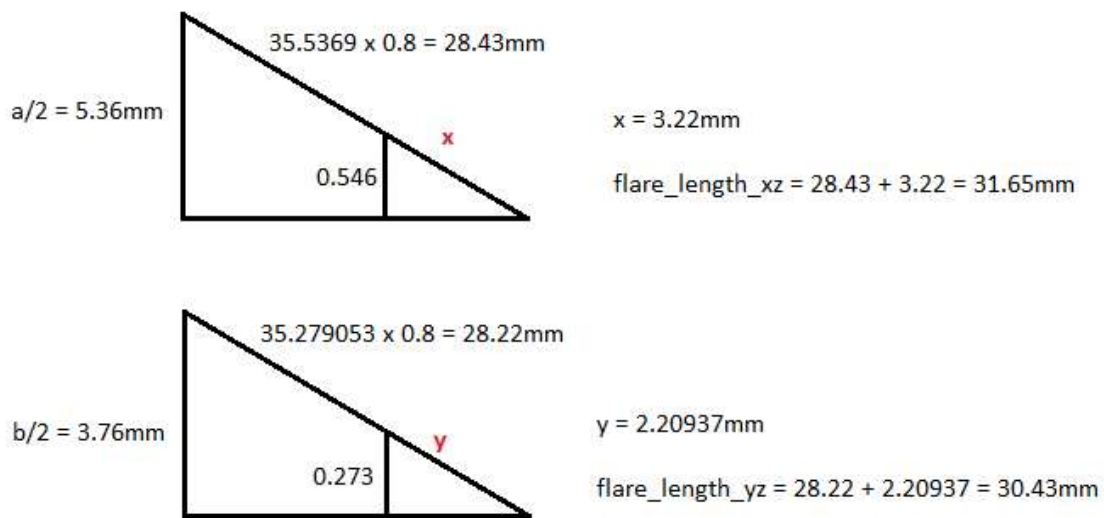


Figura 64: Cálculo de las flare\_length para la bocina de 24.43 dB

Dimensiones bocina de 22 dB:

- anchura = width =  $13.4 \times 0.6 = 8.04\text{mm}$
- altura = height =  $9.4 \times 0.6 = 5.64\text{mm}$
- flare\_length\_xz = 24.67mm
- flare\_length\_yz = 23.44mm

Utilizando exactamente el mismo procedimiento (ver Figura 65) que para la anterior bocina, se obtienen todas las dimensiones de la bocina correspondiente a 22 dB.

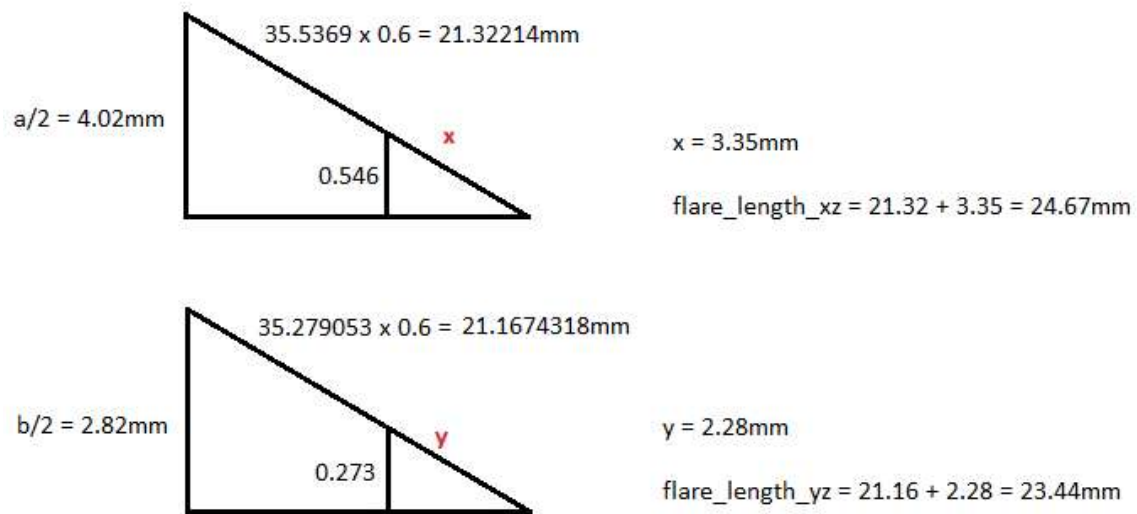


Figura 65: Cálculo de las flare\_length para la bocina de 22 dB

## Estudio de las directividades

Una vez que ya se ha explicado cómo se encuentra ordenado el array y los tamaños de las bocinas que se van a analizar, ya se puede realizar el estudio con el que se decidirá cuál será la directividad usada para el array.

Como ya se ha comentado el sistema realiza un barrido perpendicular en el que los reflectores giran uno en sentido contrario al otro. Con esto lo que se consigue es barrer el plano imagen presente a 4 metros de forma elíptica conforme los espejos van girando sobre sí mismos.

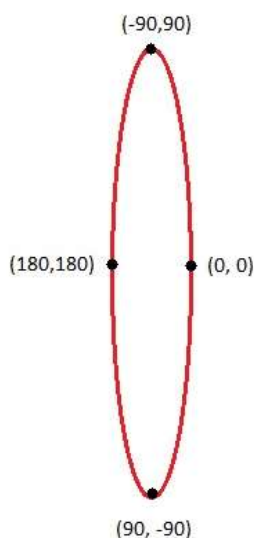


Figura 66: Zona de barrido elíptica creada por el movimiento de los espejos

Como se muestra en la Figura 66, conforme giran los espejos se va creando, para cada uno de los elementos del array receptor, la zona de captación de imágenes hasta formar la elipse completa (idealmente sería una línea).

Los puntos que se encuentran marcados son las zonas donde se ha realizado el estudio. La nomenclatura corresponde a los ángulos de rotación de los reflectores, es decir, en el punto  $(-90, 90)$  el reflector principal se encuentra girando  $-90$  grados en el eje  $\phi$  con respecto a su eje de coordenadas inicial, lo mismo pasa con el subreflector pero girado  $90$  grados. (El resto de puntos siguen la misma nomenclatura).

Para el estudio del barrido perpendicular y teniendo en cuenta la figura anterior y los puntos que se han marcado en ella se han realizado las simulaciones del array en 3 cortes diferentes.

- Corte normal: Corresponde con el punto (0,0) o con el (180,180) de la Figura 66. Lo que se ha hecho es calcular con los elementos del array del 1-4 los valores del punto (180, 180) y con los elementos 5-8 el punto (0,0). Como se observa en las tablas de resultados adjuntas, los puntos son prácticamente equivalentes y la captación de imágenes es simétrica en el array.
- Corte phi 1: Corresponde con los resultados obtenidos para el punto (-90,90). Para su cálculo se ha limitado la zona de barrido a esa zona del plano imagen definiendo el parámetro rho en el intervalo [700mm, 1100mm] y el phi en [240°, 300°].
- Corte phi 2: Es análogo al corte phi1 pero con los reflectores al revés, por eso corresponde al punto (90,-90) de la Figura 66. Para este caso rho se ha limitado en [700mm, 1100mm] como en el caso anterior, pero la phi se ha modificado y limitado en el intervalo [60°, 120°].

	Ref.ppal (°)	Ref.sec (°)	$\rho 1$ (mm)	$\rho 2$ (mm)	$\varphi 1$ (°)	$\varphi 2$ (°)
<b>CORTE PHI 1</b>	-90	90	700	1100	240	300
<b>CORTE PHI 2</b>	90	-90	700	1100	60	120

Figura 67: Tabla de parámetros de los cortes PHI

Para cada uno de los cortes que se han explicado se han realizado las 8 simulaciones de los elementos del array. Los resultados para las 3 directividades, elemento a elemento, se van a mostrar a continuación a través de varias representaciones:

En el caso del corte normal para cada elemento se presentan 3 imágenes:

- Imagen 1: Distribución de campo eléctrico en el eje y,  $E_y$  (prácticamente nula en todos los casos debido a que la polarización de las antenas son en el eje x, por lo que este resultado solo se incluirá para una directividad).
- Imagen 2: Distribución de campo eléctrico de cada elemento en el eje x,  $E_x$ .
- Imagen 3: Representación del array completo y los cortes de los haces a -3 dB de cada elemento.

En el caso de los cortes phi:

- Imagen 1: Distribución de campo eléctrico para cada elemento en el eje x,  $E_x$  en el plano phi seleccionado en cada caso (solo se mostrara en el primer caso, ya que aporta la misma información que la Figura2)
- Imagen 2: Ampliación de la figura anterior con el fin de observar mejor la distribución.
- Imagen 3: Representación del array completo y los cortes de haz a -3 dB de cada elemento.

Además de las representaciones gráficas se ha elaborado una tabla para cada directividad en la que se han recopilado para cada elemento del array los valores de:

- Potencia relativa del sistema y spillover tras realizar el comando 1
- Potencia relativa del sistema y spillover tras realizar el comando 2
- Potencia relativa del sistema y spillover tras realizar el comando 4
- Potencia recibida a 4 metros del origen del sistema =  $P_{TASK2} - P_{TASK4}$
- El módulo del campo eléctrico máximo ( $E_x$ )
- Factor mejora del sistema completo =  $20 \log (\max E) - 10 \log (1 - P_{rec4m})$

### Directividad 22 dB

Corte normal: Las Figuras 68-85 muestran el comportamiento de los elementos del array para el corte normal.

-Elemento 1 = (-73.5mm, 0)

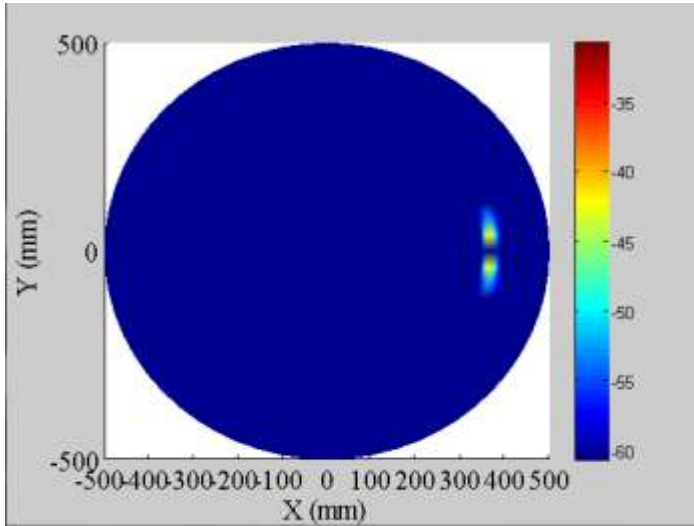


Figura 68: Distribución campo eléctrico eje Y

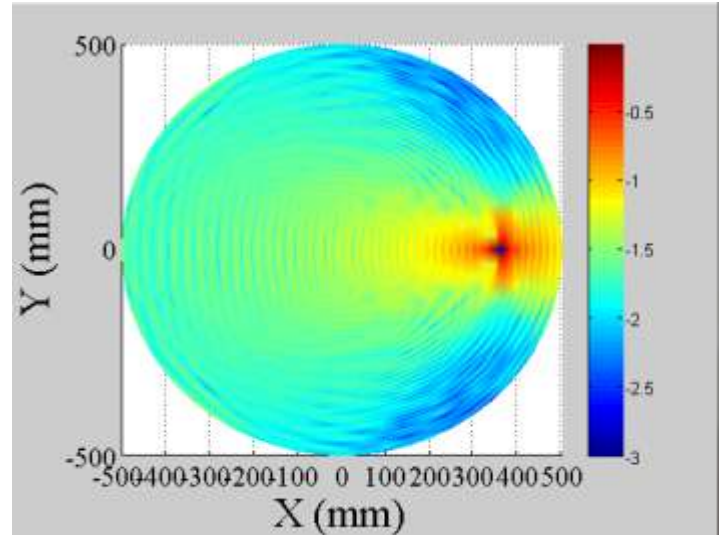
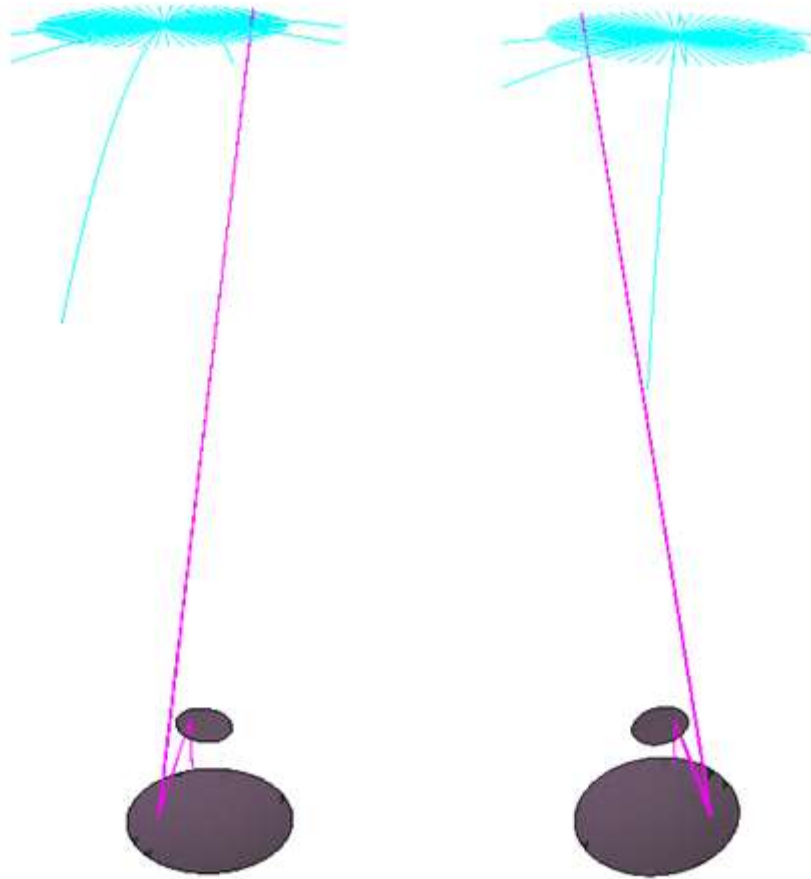


Figura 69: Distribución campo eléctrico eje X

Como se puede apreciar en la Figura 68, la distribución de campo  $E_y$  es muy pequeña. Esto se debe a que las bocinas están polarizadas linealmente en el eje x, tal y como muestra la Figura 69. Como ya se ha comentado, la Figura 68 (campo eléctrico en el eje Y) se mostrará solo para la directividad de 22 dB y corte normal. Ya que no aporta información sobre el estudio que se está realizando en el presente proyecto.

NOTA: Cabe destacar que en las gráficas superiores, al igual que en todas las siguientes, los elementos se visualizan con un giro de  $180^\circ$  (es decir, aparecen las coordenadas de los elementos multiplicadas por -1). Esto se debe a la trayectoria de los rayos y a la forma en la que rebotan en los subreflectores, tal y como se puede apreciar en la Figura 70.



**Figura 70: Comparación de las trayectorias de los haces elemento 1 (izq) y 8 (der)**

Como se ha podido observar en la Figura 70 dependiendo de la posición del elemento del array el haz rebota en una parte del los espejos o en otra.

Más concretamente se puede decir que los haces de los elementos 1-4 rebotan en la parte izquierda del sistema dando lugar a 4m a una zona de captación de imagen presente en la parte derecha del plano. Lo contrario pasa con los elementos 5-8, para los cuales los haces rebotan en la parte derecha del sistema dando lugar a puntos presentes en la parte izquierda del plano presente a 4 metros del dispositivo.



-Elemento 2 = (-52.5mm, 0)

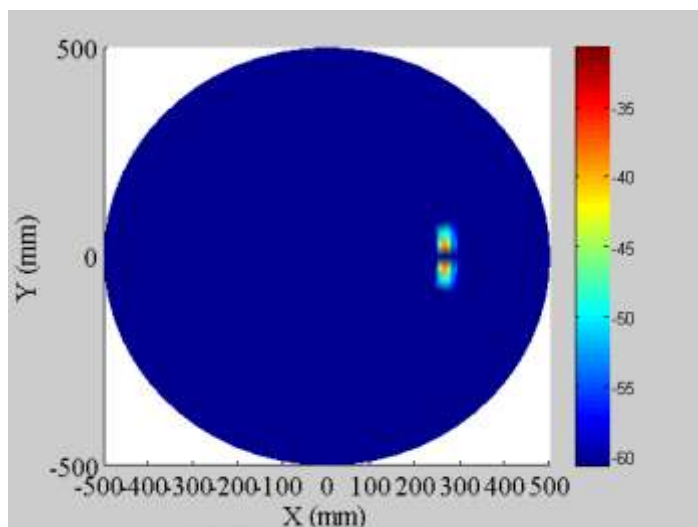


Figura 71: Distribución campo eléctrico eje Y

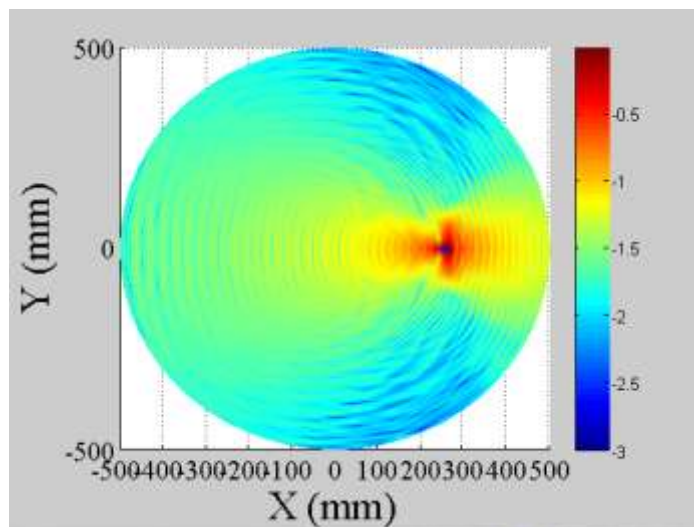


Figura 72: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 3 = (-31.5mm, 0)

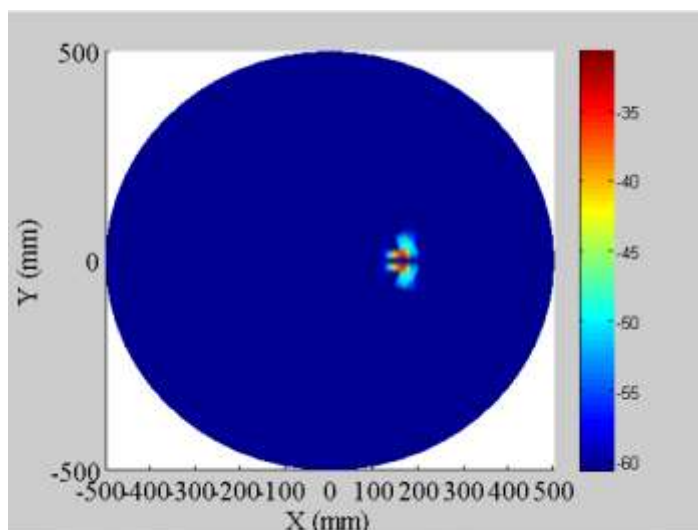


Figura 73: Distribución campo eléctrico eje Y

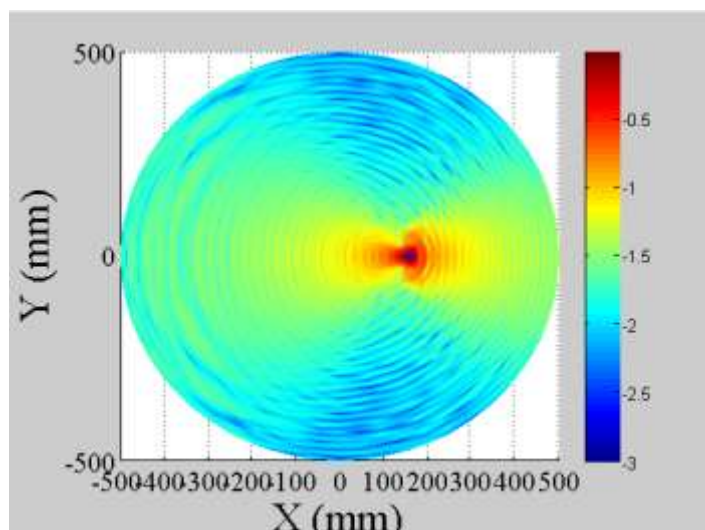


Figura 74: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 4 = (-10.5mm, 0)

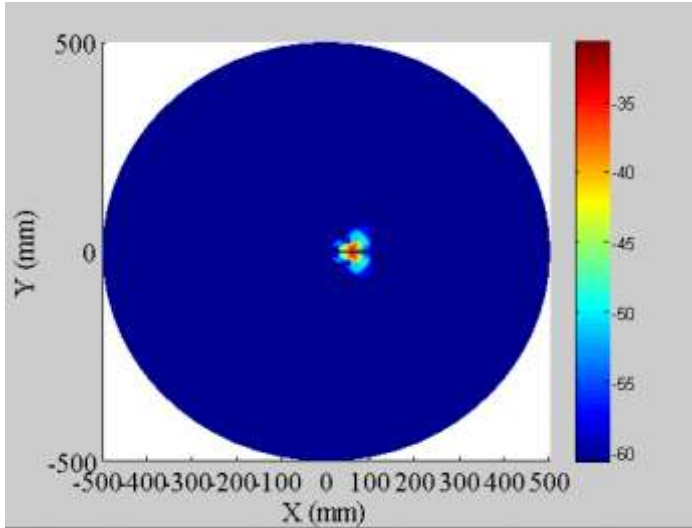


Figura 75: Distribución campo eléctrico eje Y

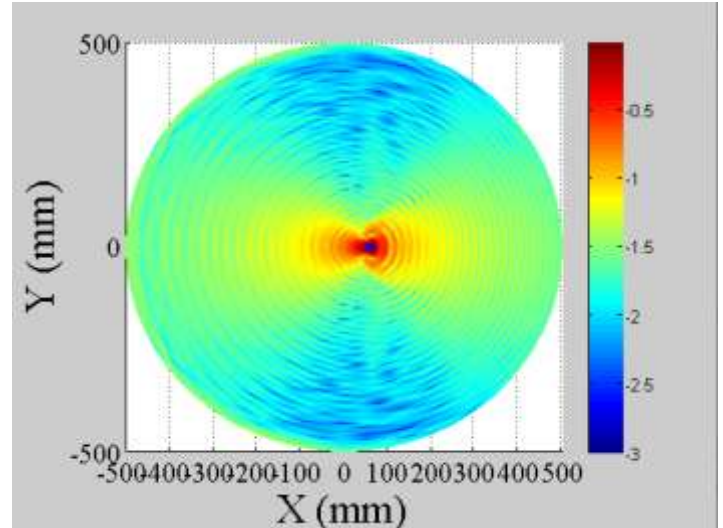


Figura 76: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 5 = (10.5mm, 0)

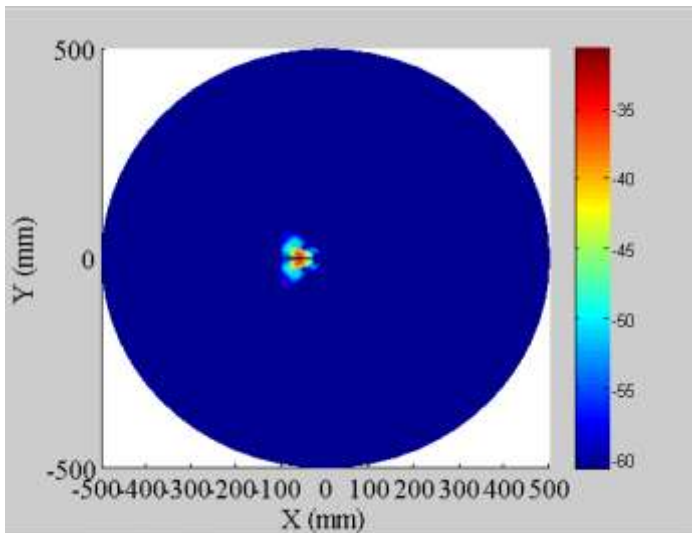


Figura 77: Distribución campo eléctrico eje Y

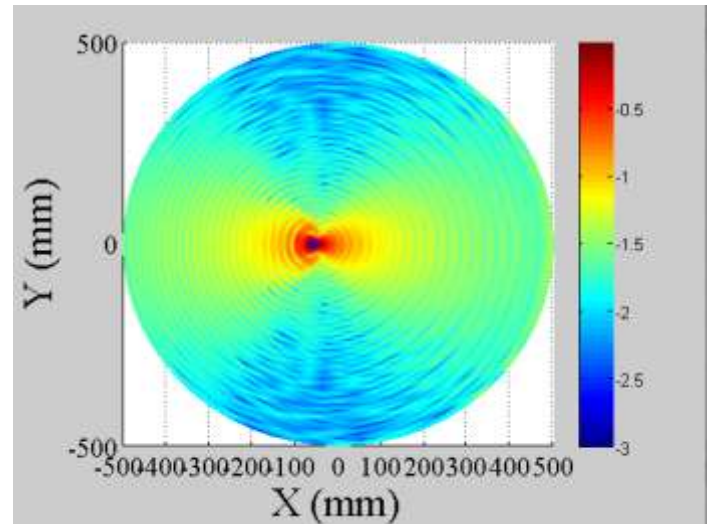


Figura 78: Distribución campo eléctrico eje X

NOTA: Para lograr la simetría completa de los resultados obtenidos respecto al eje que pasa por el origen del sistema, lo que se ha hecho es calcular para los elementos 1-4 los valores de campo eléctrico obtenido en el punto (180, 180) de la elipse y para los elementos 5-8 en el punto (0,0).

Cabe destacar que también se podría haber hecho al revés calculando los resultados en el punto (0,0) para los elementos 1-4 y en el punto (180,180) para los elementos 5-8, los resultados deben ser del mismo orden y por tanto, similares.

-Elemento 6 = (31.5mm, 0)

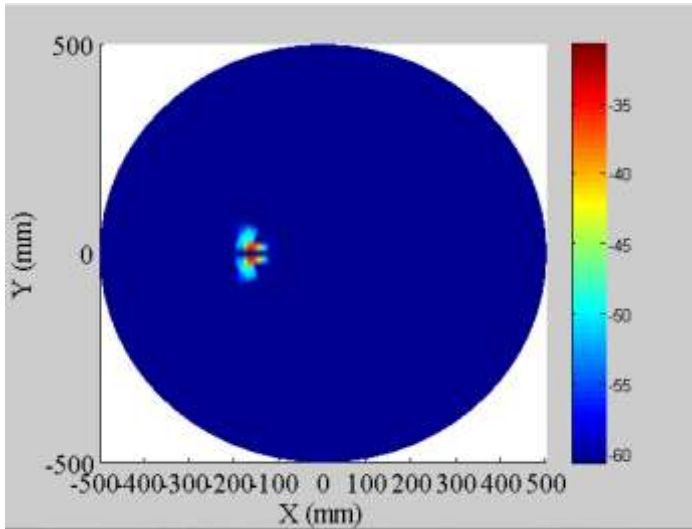


Figura 79: Distribución campo eléctrico eje Y

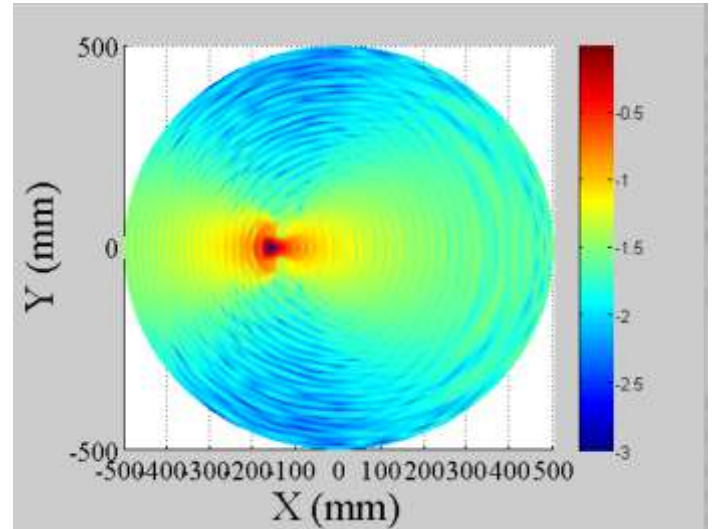


Figura 80: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 7 = (52.5mm, 0)

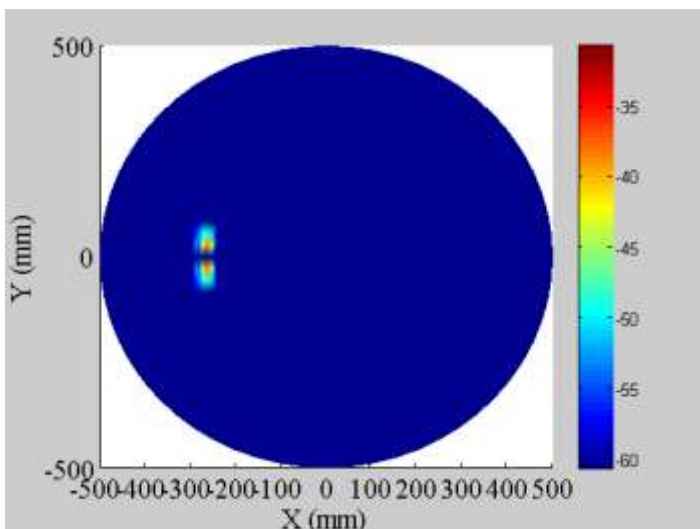


Figura 81: Distribución campo eléctrico eje Y

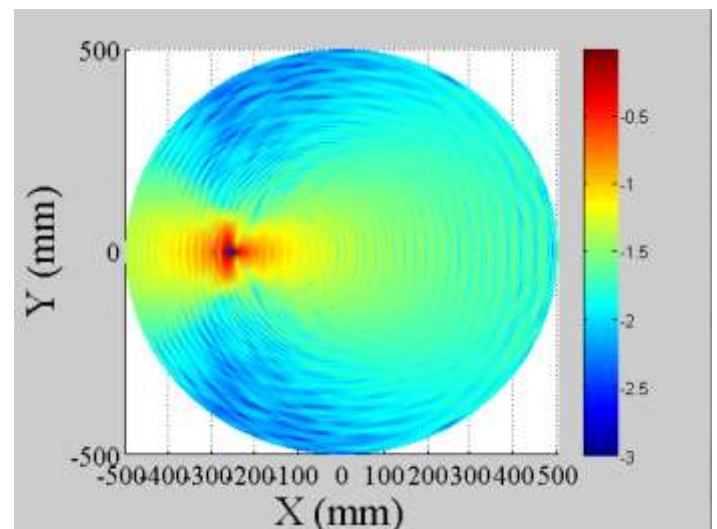


Figura 82: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 8 = (73.5mm, 0)

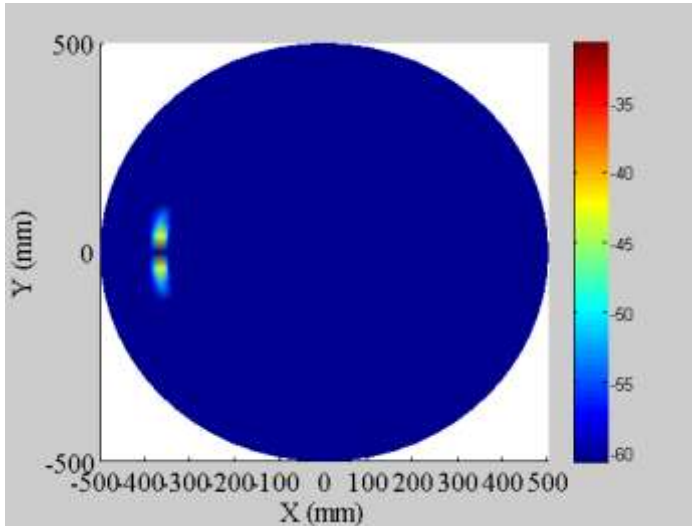


Figura 83: Distribución campo eléctrico eje Y

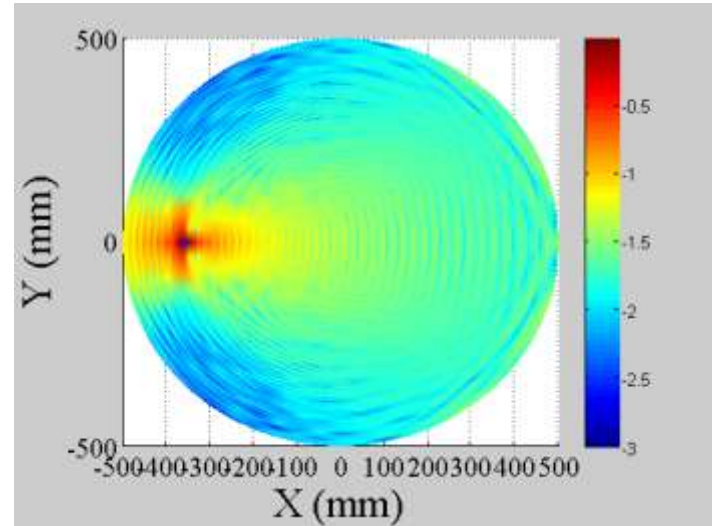


Figura 84: Distribución campo eléctrico eje X

En la Figura 85 se muestran los cortes a -3 dB de los haces de las bocinas del array completo con 22 dB:

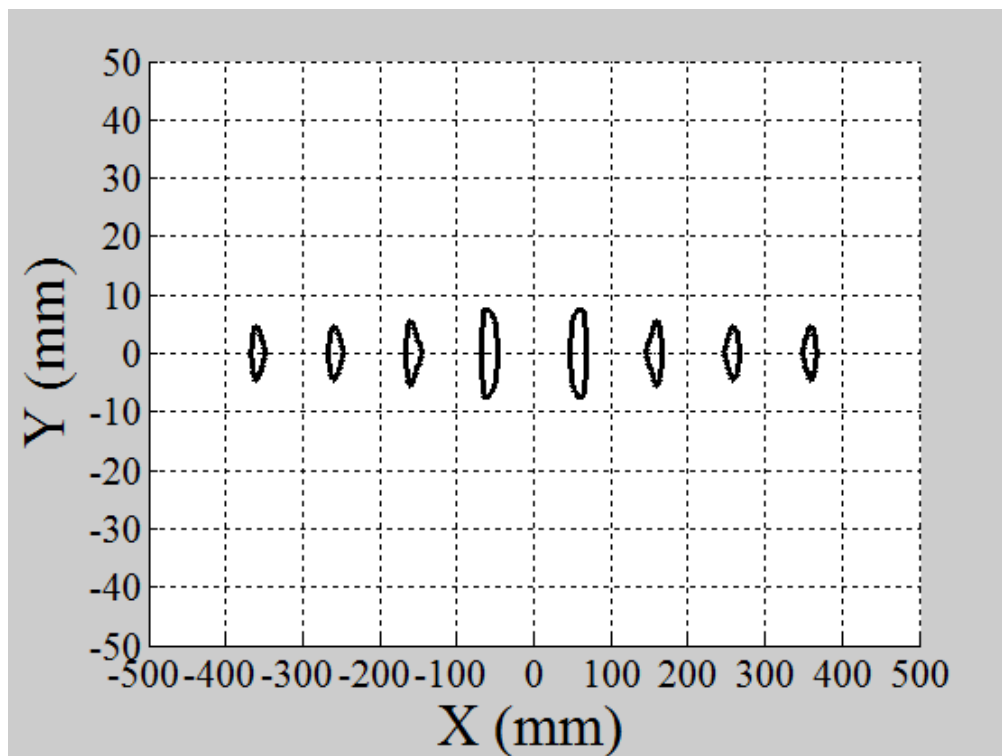


Figura 85: Haces a -3 dB bocinas 22dB - corte normal



## CORTE NORMAL

### TABLA DE RESULTADOS BOCINA RECTANGULAR CON D=22 dB

	Elemento 1				Elemento 2				Elemento 3				Elemento 4			
	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9336	0.2987	0.0664	-11.778	0.9470	0.2364	0.0530	-12.757	0.9612	0.1720	0.0388	-14.111	0.9653	0.1535	0.0347	-14.596
TASK 2	0.8979	0.4674	0.1021	-9.909	0.9118	0.4008	0.0882	-10.545	0.9256	0.3357	0.0744	-11.284	0.9289	0.3205	0.0711	-11.481
TASK 4	0.0807	10.929	0.9193	-0.3654	0.1121	9.507	0.8879	-0.5163	0.1437	8.427	0.8563	-0.6737	0.1649	7.827	0.8351	-0.7826
Prec 4m	0.8172				0.7997				0.7819				0.7640			
max E	0.0291				0.0298				0.0303				0.0307			
Factor mejora	-23.341				-23.532				-23.757				-23.986			

	Elemento 5				Elemento 6				Elemento 7				Elemento 8			
	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9653	0.1535	0.0347	-14.596	0.9612	0.1720	0.0388	-14.111	0.9470	0.2364	0.0530	-12.757	0.9336	0.2987	0.0664	-11.778
TASK 2	0.9289	0.3205	0.0711	-11.481	0.9258	0.3350	0.0742	-11.295	0.9118	0.4008	0.0882	-10.545	0.8979	0.4674	0.1021	-9.909
TASK 4	0.1649	7.827	0.8351	-0.7826	0.1436	8.427	0.8564	-0.6732	0.1121	9.507	0.8879	-0.5163	0.0807	10.927	0.9193	-0.3654
Prec 4m	0.7640				0.7822				0.7997				0.8172			
max E	0.0307				0.0304				0.0298				0.0291			
Factor mejora	-23.986				-23.723				-23.532				-23.341			

Al igual que se ha realizado con el corte normal, se repiten los cálculos para los cortes phi1 y phi2.

Corte phi1: Las Figuras 86-103 muestran el comportamiento de los elementos del array para el corte phi1.

-Elemento 1= (-73.5mm, 0)

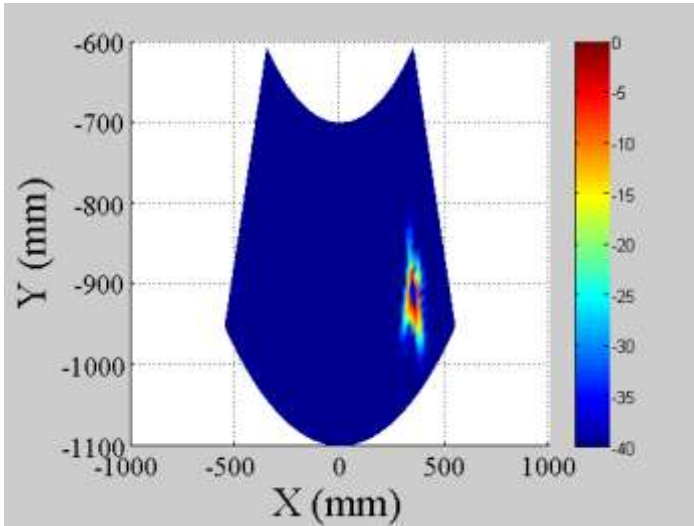


Figura 86: Distribución campo eléctrico eje X

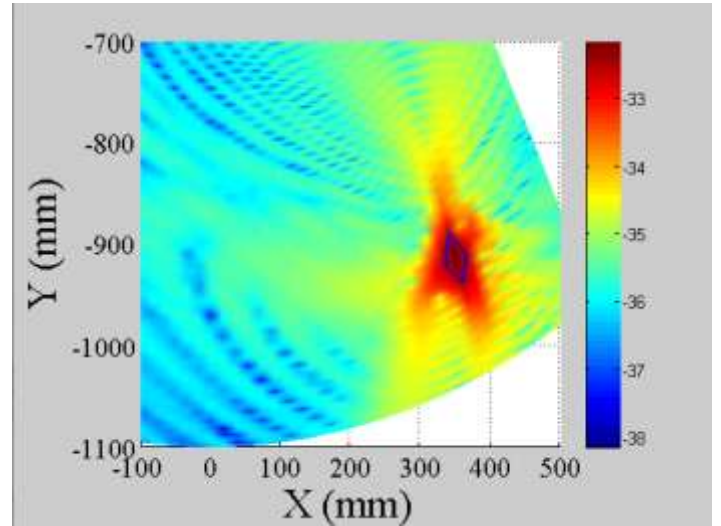


Figura 87: Ampliación distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 2 = (-52.5mm, 0)

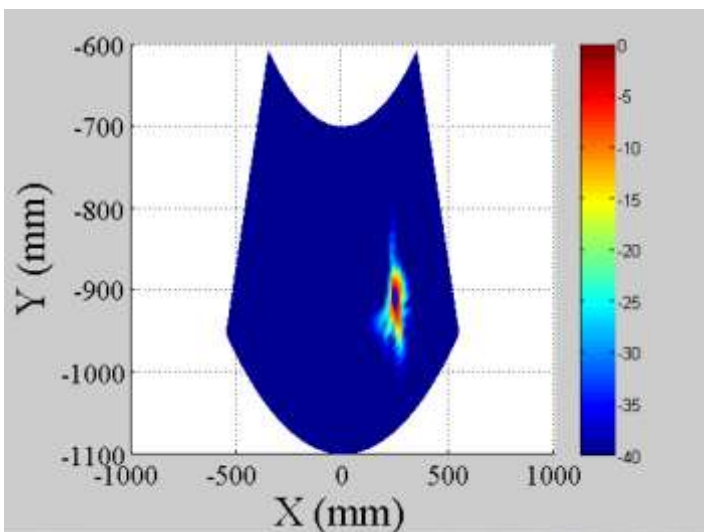


Figura 88: Distribución campo eléctrico eje X

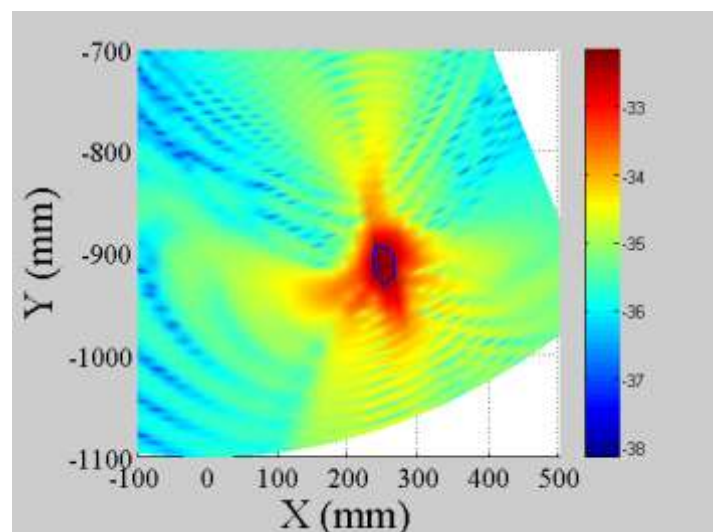


Figura 89: Ampliación distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 3 = (-31.5mm, 0)

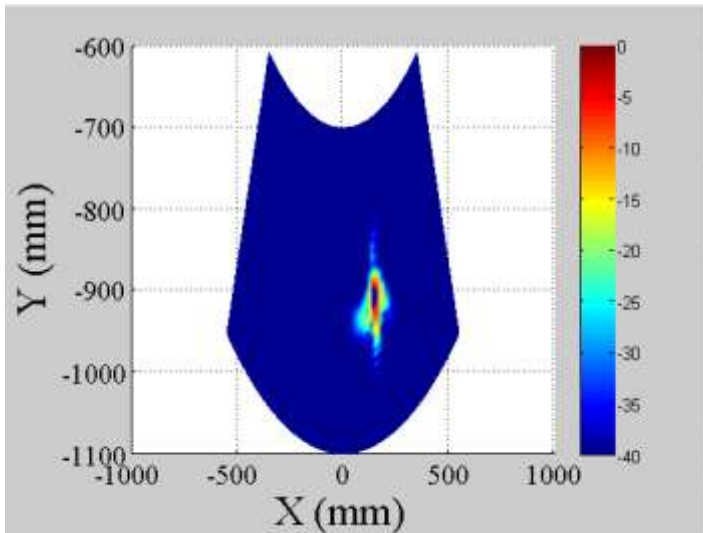


Figura 90: Distribución campo eléctrico eje X

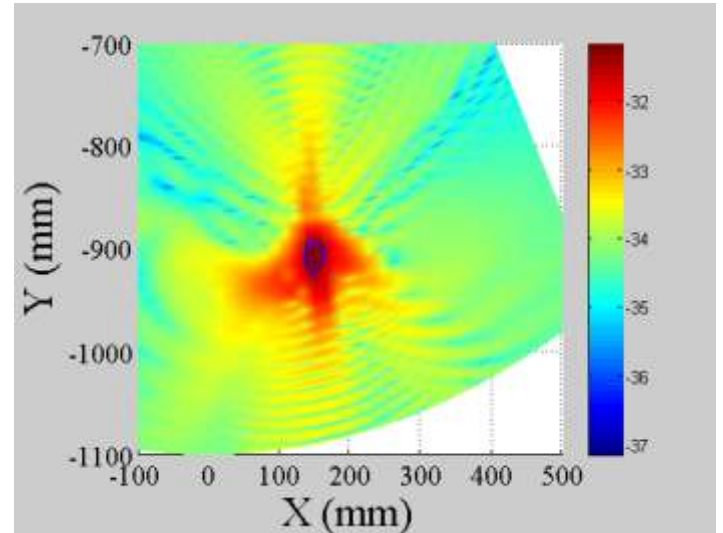


Figura 91: Ampliación distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 4 = (-10.5mm, 0)

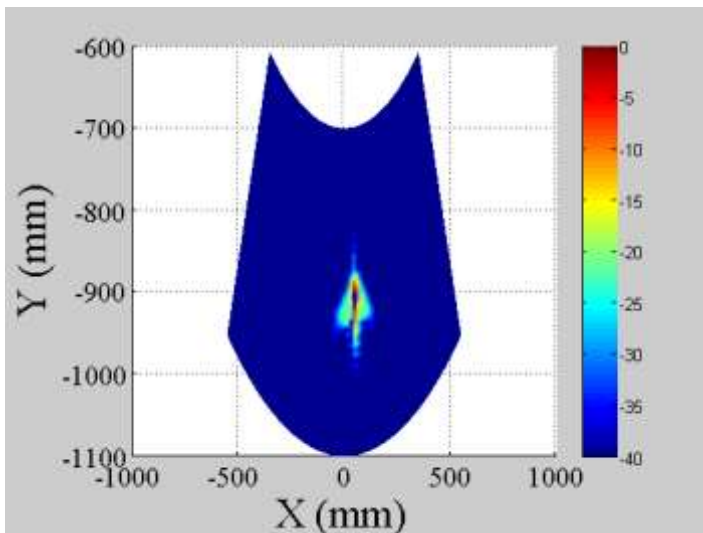


Figura 92: Distribución campo eléctrico eje X

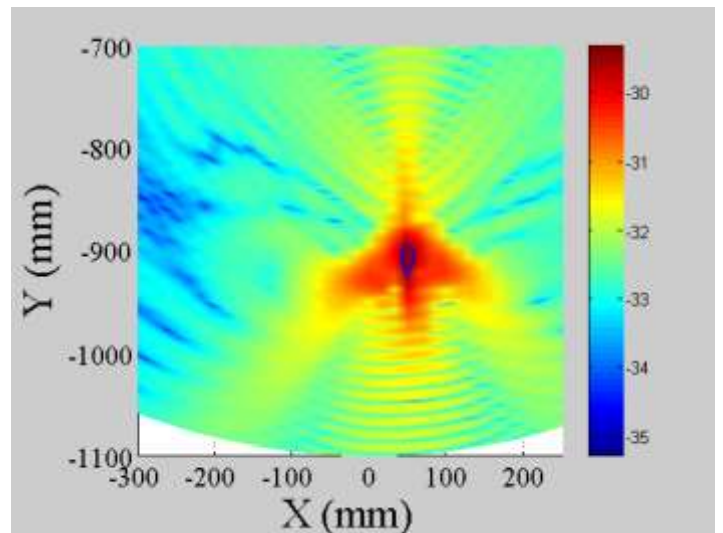


Figura 93: Ampliación distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 5 = (10.5mm, 0)

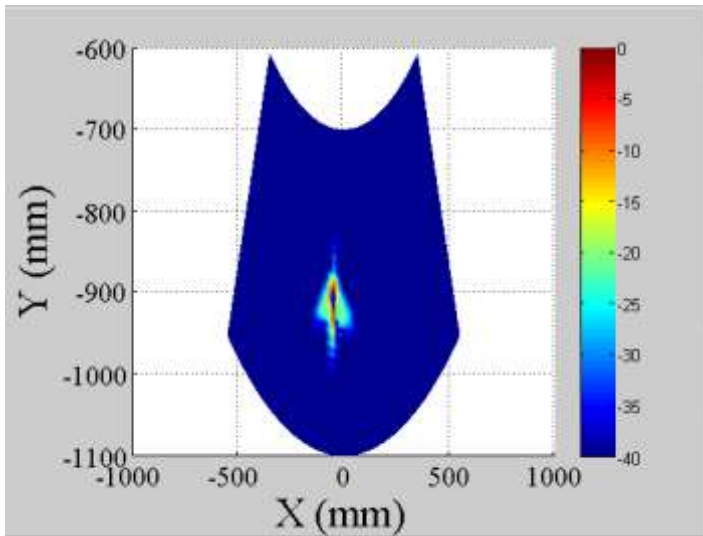


Figura 94: Distribución campo eléctrico eje X

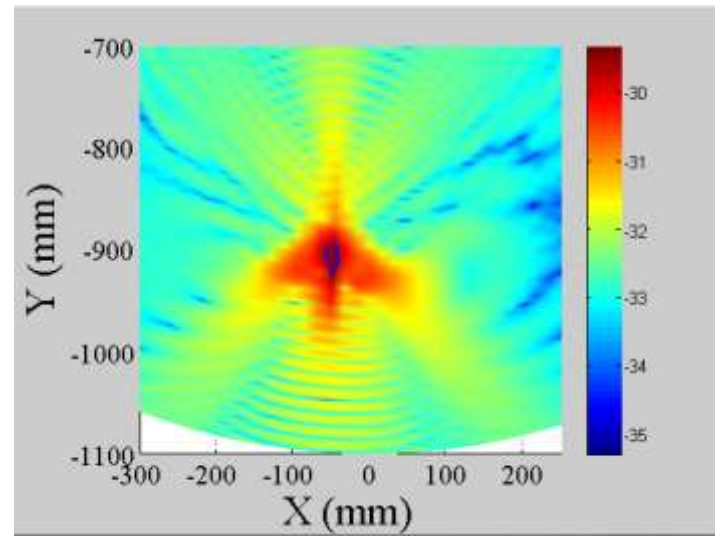


Figura 95: Ampliación distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 6 = (31.5mm, 0)

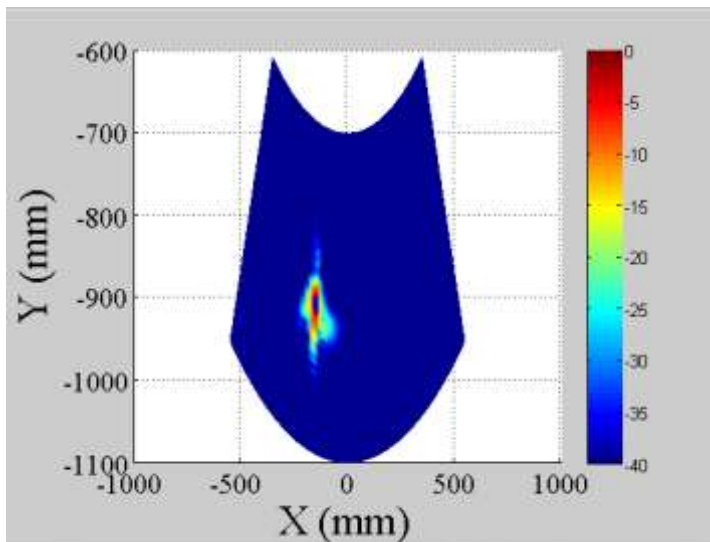


Figura 96: Distribución campo eléctrico eje X

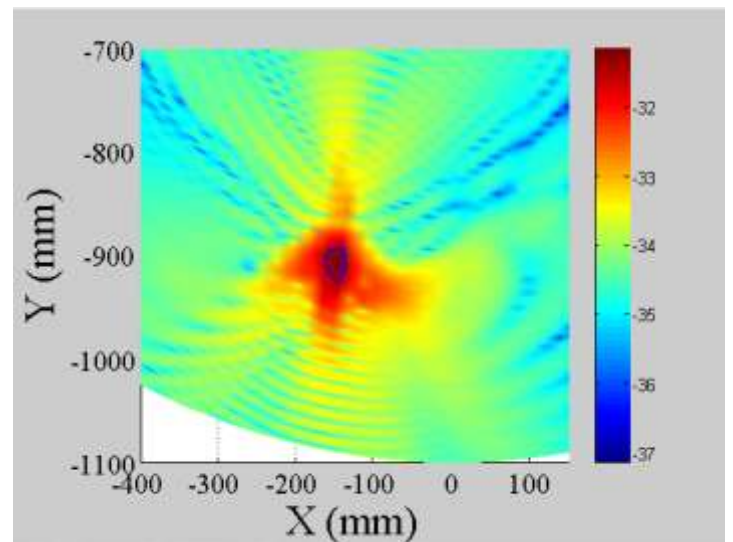


Figura 97: Ampliación distribución campo eléctrico eje X



-Elemento 7 = (52.5mm, 0)

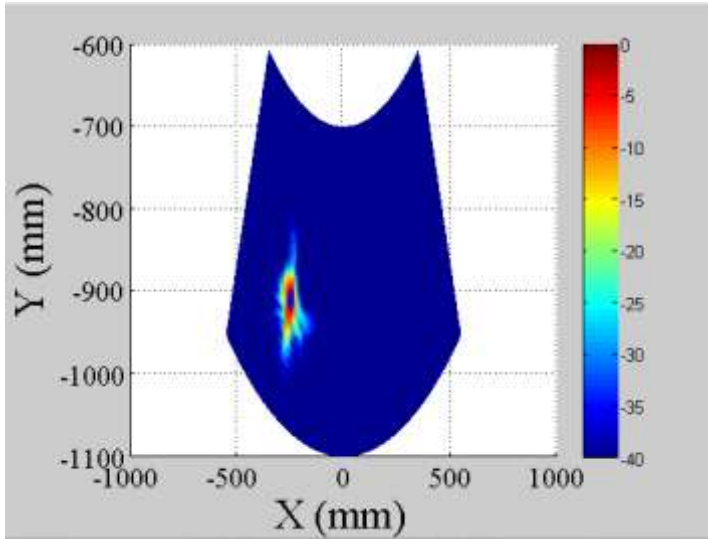


Figura 98: Distribución campo eléctrico eje X

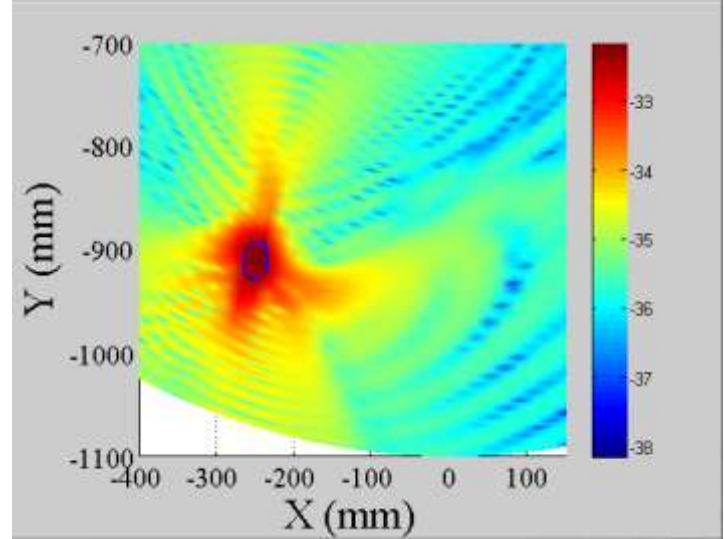


Figura 99: Ampliación distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 8 = (73.5mm, 0)

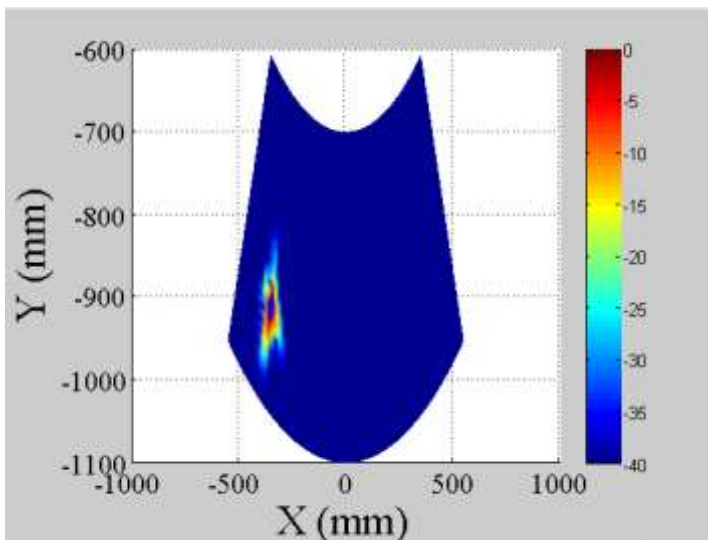


Figura 100: Distribución campo eléctrico eje X

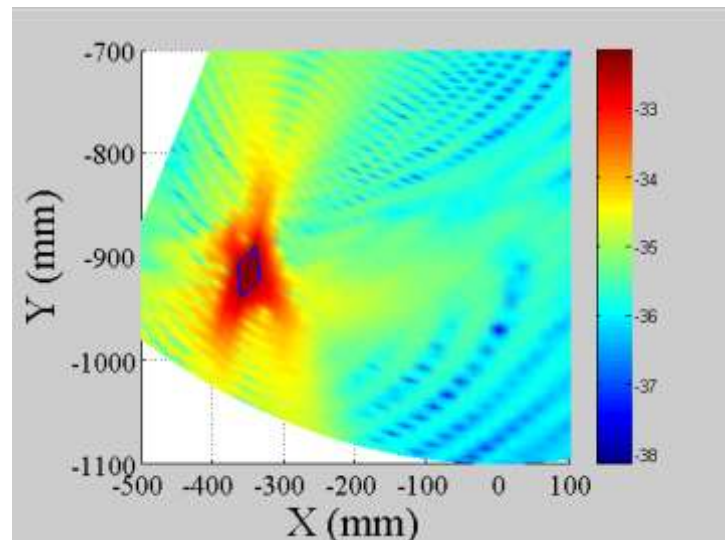


Figura 101: Ampliación distribución campo eléctrico eje X

La Figura 102 muestra los cortes de haz a -3 dB del array completo para el corte phi1:

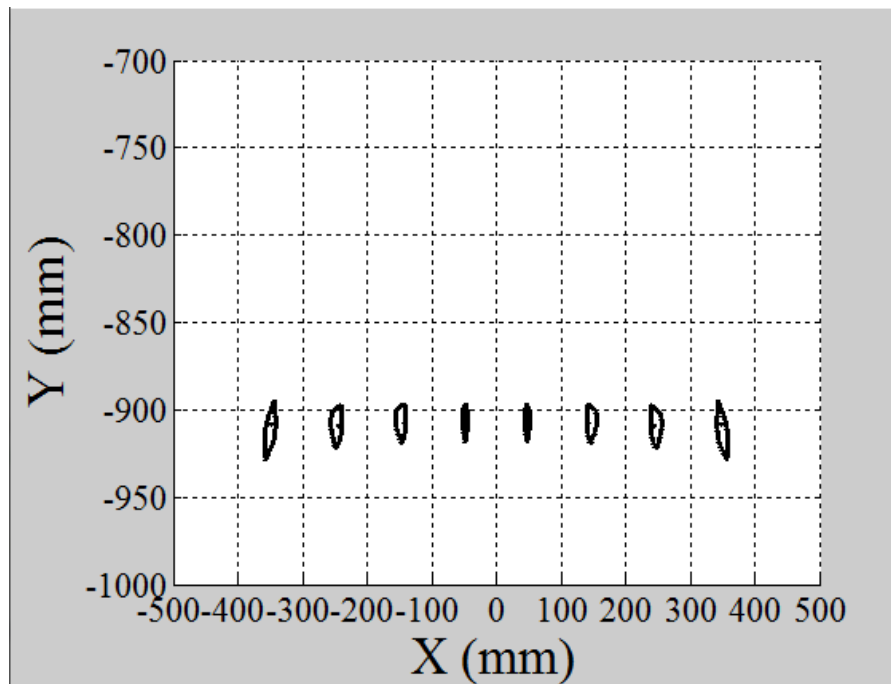


Figura 102: Haces a -3 dB bocina 22 dB - corte phi 1

Si añadimos a la Figura 102 los haces obtenidos en el corte normal resulta la Figura 103:

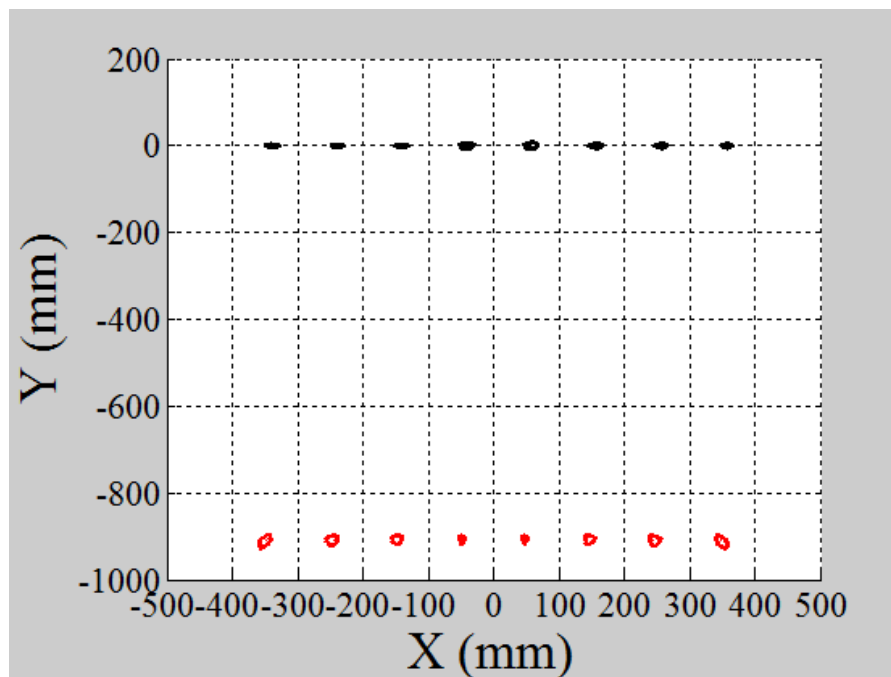


Figura 103: Haces -3 dB bocina 22 dB - cortes normal y phi1

## CORTE PHI 1

### TABLA DE RESULTADOS BOCINA RECTANGULAR CON D=22 dB

	Elemento 1				Elemento 2				Elemento 3				Elemento 4			
	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9334	0.2989	0.0666	-11.765	0.9442	0.2491	0.0558	-12.533	0.9576	0.1879	0.0424	-13.726	0.9646	0.1565	0.0354	-14.509
TASK 2	0.9048	0.4341	0.0952	-10.213	0.9161	0.3802	0.0839	-10.762	0.9287	0.3211	0.0713	-11.469	0.9331	0.3006	0.0669	-11.745
TASK 4	0.0030	25.192	0.9970	-0.013	0.0035	24.443	0.9965	-0.0152	0.0038	24.145	0.9962	-0.0165	0.0039	23.999	0.9961	-0.0169
Prec 4m	0.9018				0.9126				0.9249				0.9292			
max E	0.0247				0.0247				0.0277				0.0343			
Factor mejora	-22.067				-21.561				-19.906				-17.794			

	Elemento 5				Elemento 6				Elemento 7				Elemento 8			
	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9646	0.1565	0.0354	-14.509	0.9576	0.1879	0.0424	-13.726	0.9442	0.2491	0.0558	-12.533	0.9334	0.2989	0.0666	-11.765
TASK 2	0.9331	0.3006	0.0669	-11.745	0.9287	0.3211	0.0713	-11.469	0.9161	0.3802	0.0839	-10.762	0.9048	0.4339	0.0952	-10.213
TASK 4	0.0039	24.001	0.9961	-0.0169	0.0038	24.144	0.9962	-0.0165	0.0035	24.424	0.9965	-0.0152	0.0030	25.173	0.9970	-0.013
Prec 4m	0.9292				0.9249				0.9126				0.9018			
max E	0.0343				0.0277				0.0247				0.0247			
Factor mejora	-17.794				-19.906				-21.561				-22.067			

Corte phi2: Los resultados para este corte se presentan en las Figuras 104-121.

-Elemento 1 = (-73.5mm, 0)

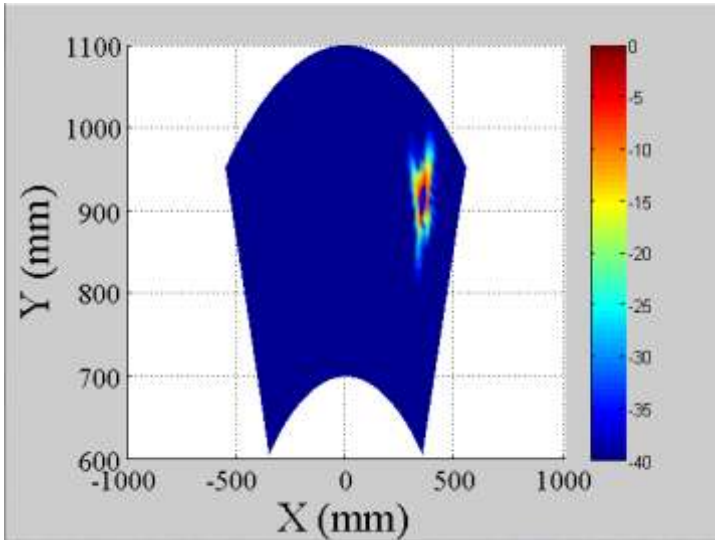


Figura 104: Distribución campo eléctrico eje X

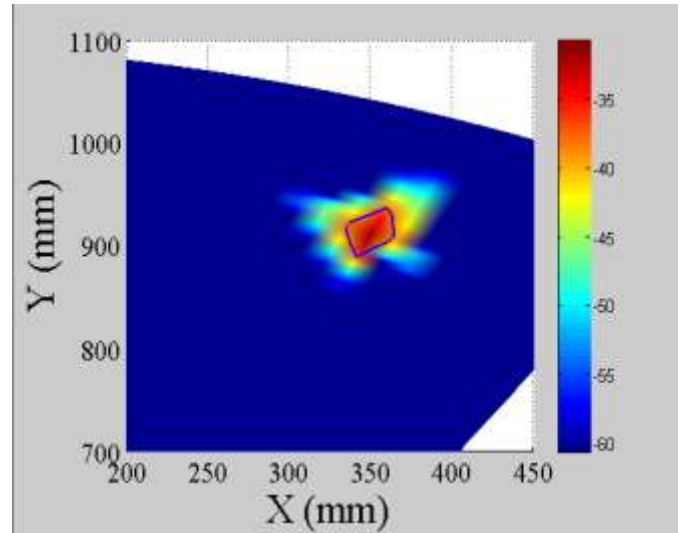


Figura 105: Ampliación distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 2 = (-52.5mm, 0)

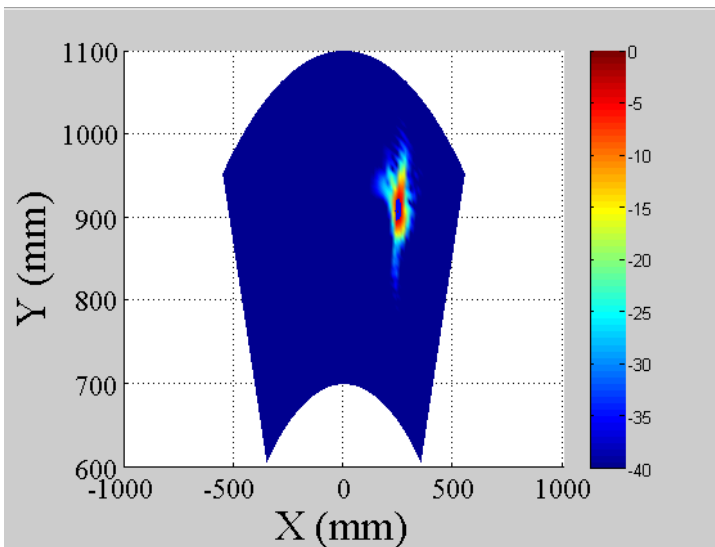


Figura 106: Distribución campo eléctrico eje X

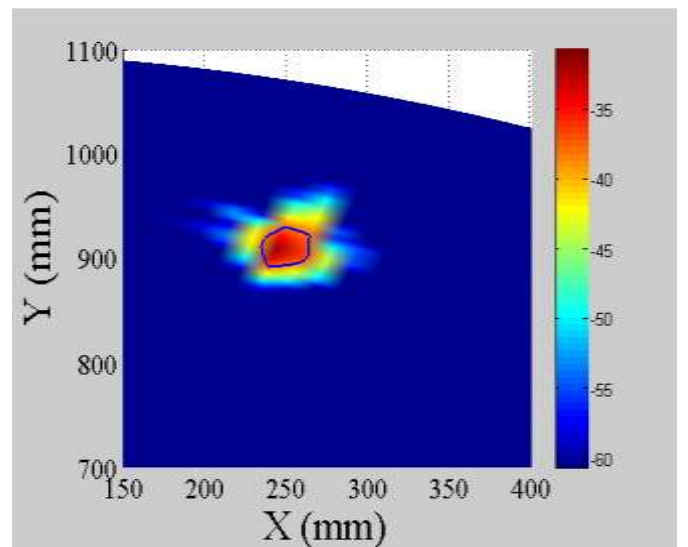


Figura 107: Ampliación distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 3 = (-31.5mm, 0)

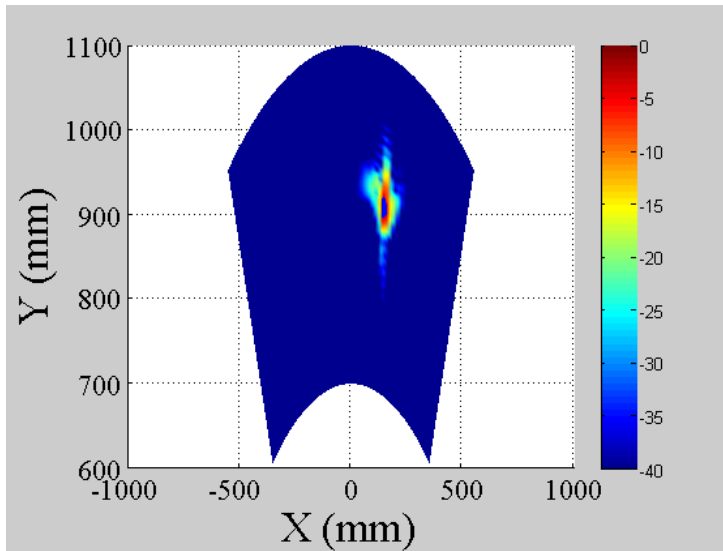


Figura 108: Distribución campo eléctrico eje X

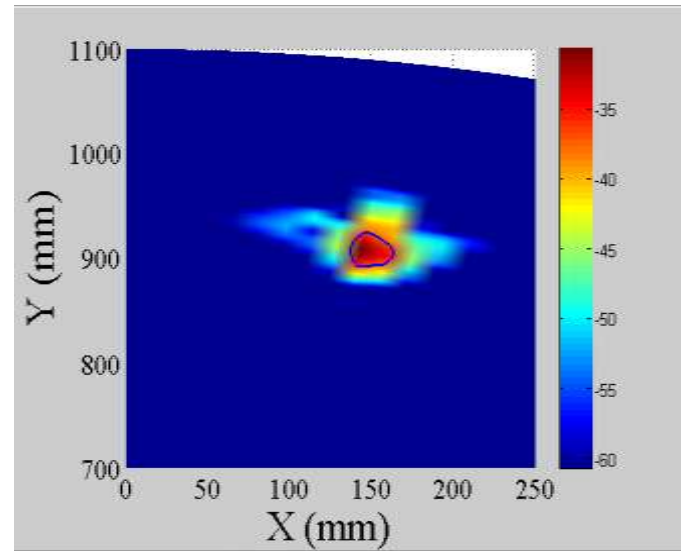


Figura 109: Ampliación distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 4 = (-10.5mm, 0)

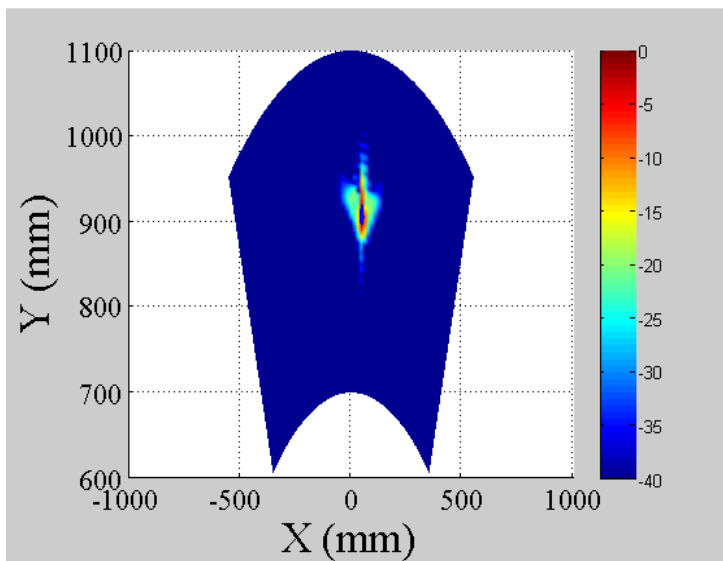


Figura 110: Distribución campo eléctrico eje X

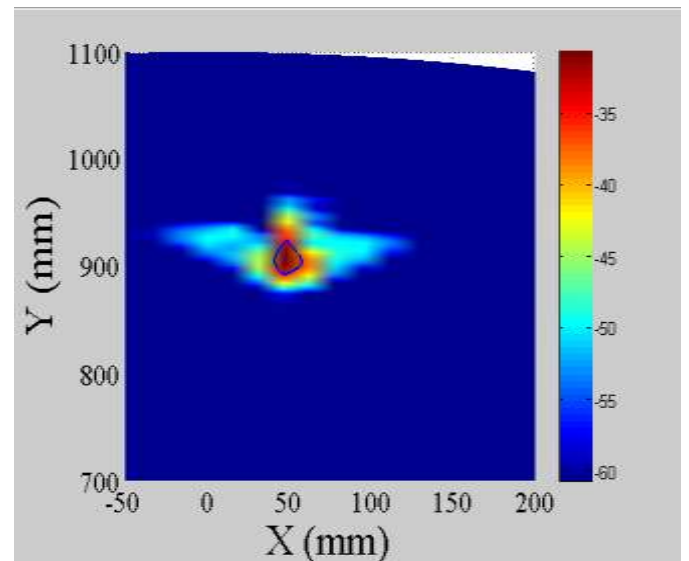


Figura 111: Ampliación distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 5 = (10.5mm, 0)

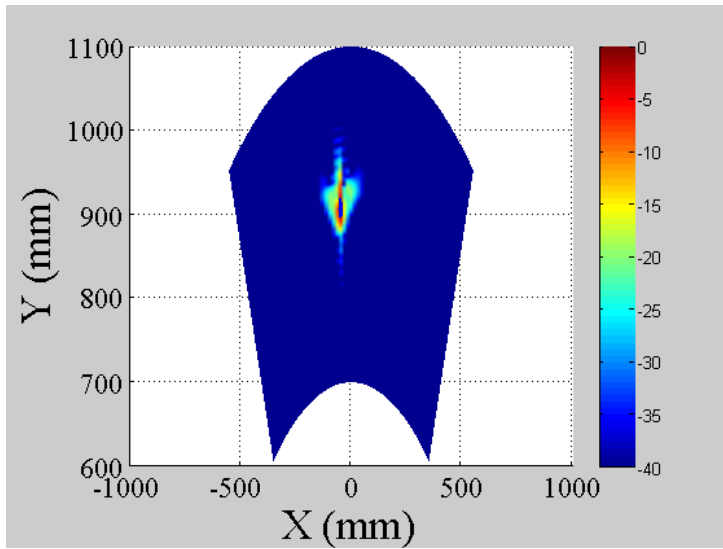


Figura 112: Distribución campo eléctrico eje X

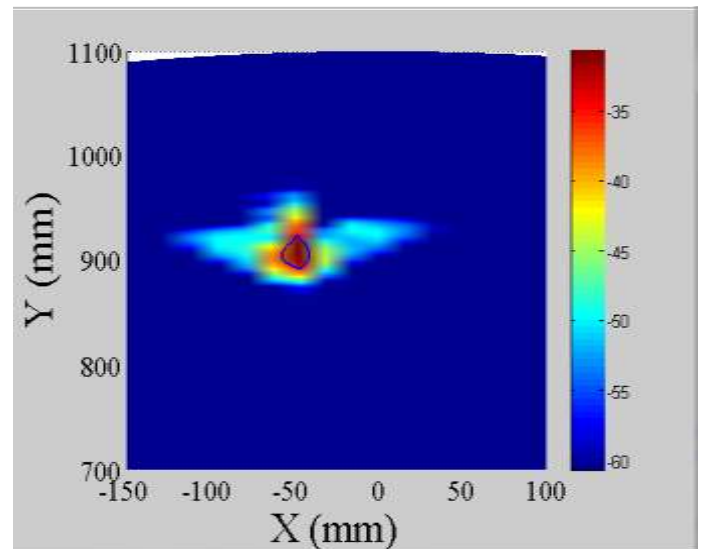


Figura 113: Ampliación distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 6 = (31.5mm, 0)

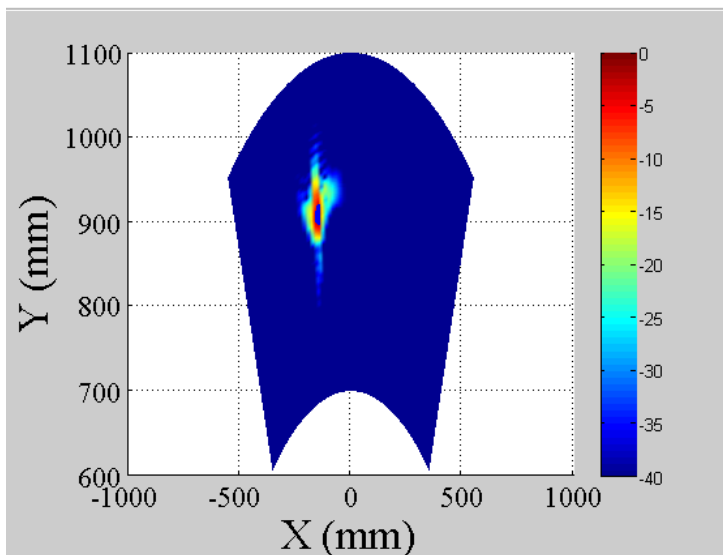


Figura 114: Distribución campo eléctrico eje X

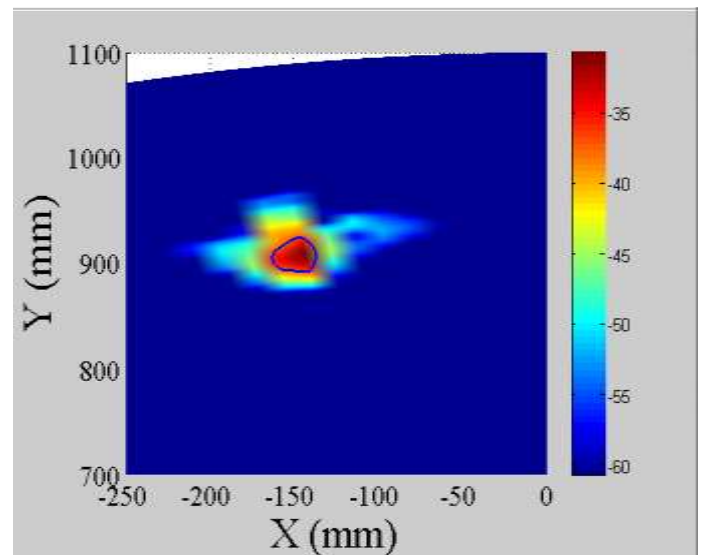


Figura 115: Ampliación distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 7 = (52.5mm, 0)

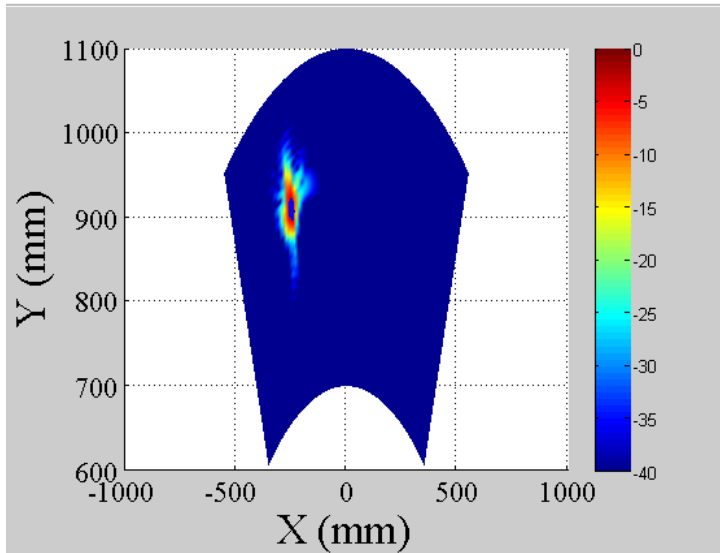


Figura 116: Distribución campo eléctrico eje X

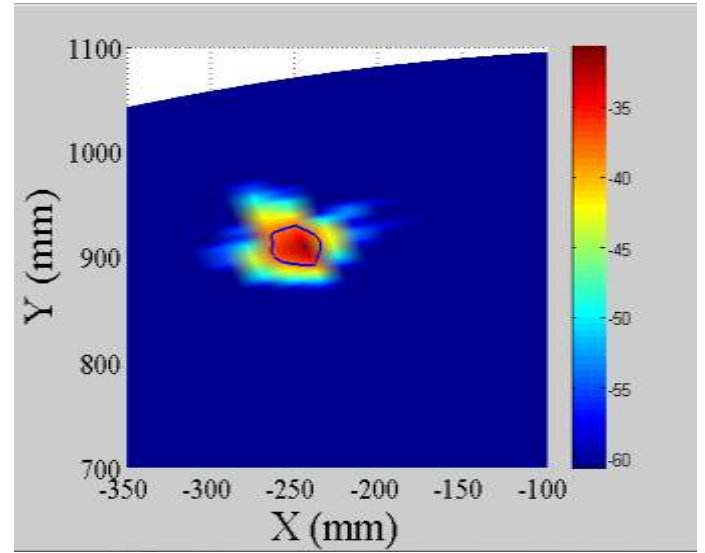


Figura 117: Ampliación distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 8 = (73.5mm, 0)

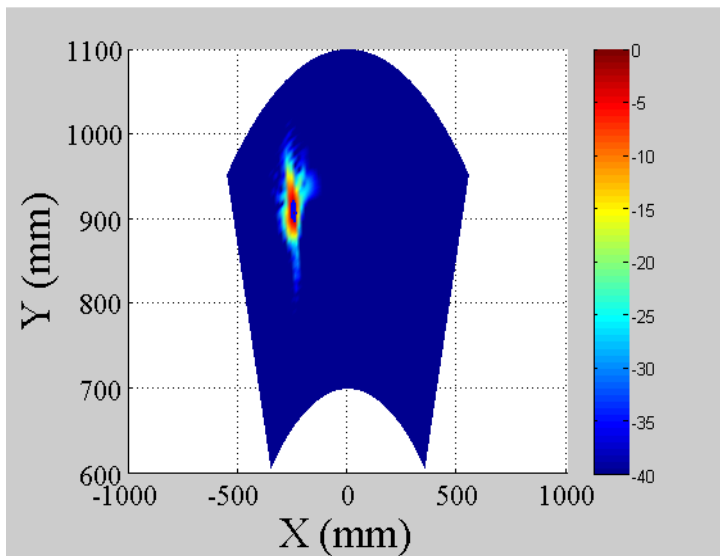


Figura 118: Distribución campo eléctrico eje X

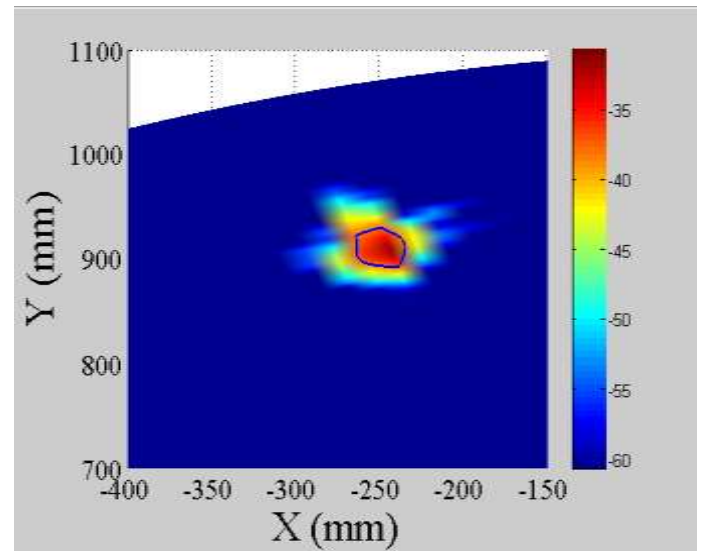


Figura 119: Ampliación distribución campo eléctrico eje X



La Figura 120 muestra los haces a -3 dB de las bocinas en este corte phi2:

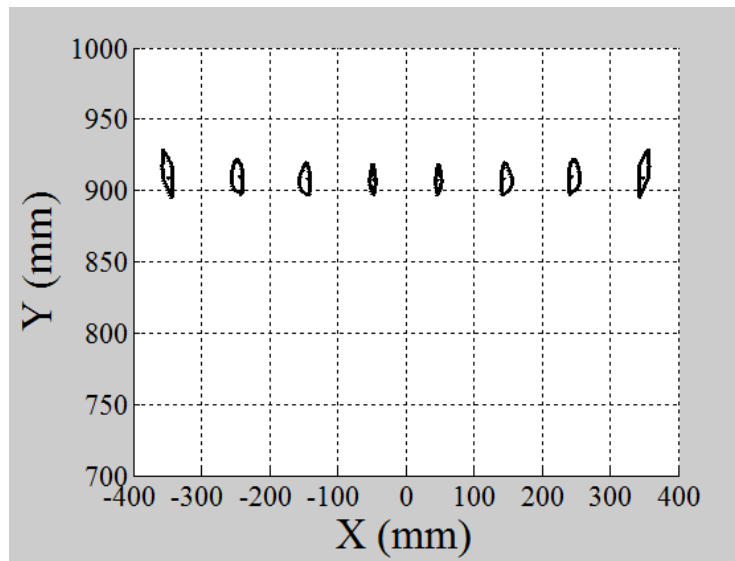


Figura 120: Haces a -3 dB bocina 22 dB - corte phi 2

Y finalmente, representando conjuntamente los haces a -3 dB para los 3 cortes en una única grafica se obtiene la Figura 121:

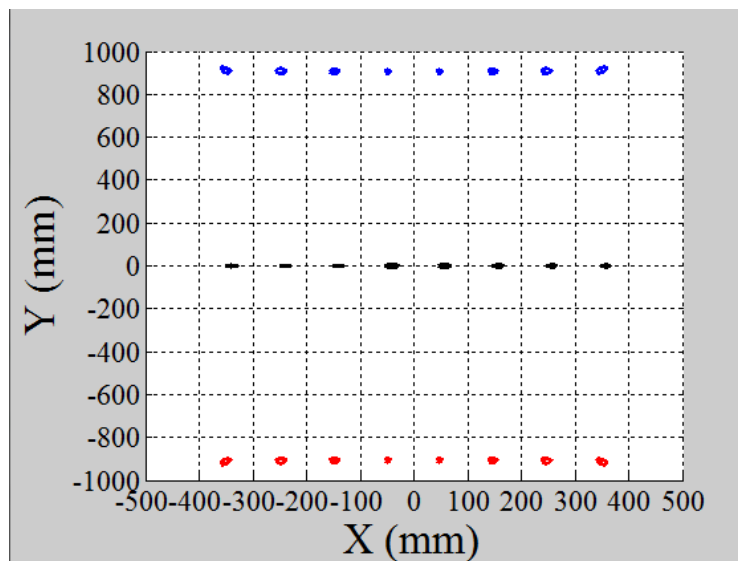


Figura 121: Haces -3 dB bocina 22 dB – cortes normal (negro) phi1 (rojo) y phi2 (azul)

Tras haber visualizado los resultados de los 3 cortes en una misma grafica se puede decir que el plano de captación de imágenes presente a 4 metros se barrerá en el eje X entre [-400mm, 400mm] y en el eje Y entre [-1000mm, 1000mm].



## CORTE PHI 2

### TABLA DE RESULTADOS BOCINA RECTANGULAR CON D=22 dB

	Elemento 1				Elemento 2				Elemento 3				Elemento 4			
	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9334	0.2989	0.0666	-11.765	0.9442	0.2491	0.0558	-12.533	0.9576	0.1879	0.0424	-13.726	0.9646	0.1565	0.0354	-14.509
TASK 2	0.9048	0.4341	0.0952	-10.213	0.9161	0.3802	0.0839	-10.762	0.9287	0.3211	0.0713	-11.469	0.9331	0.3006	0.0669	-11.745
TASK 4	0.0030	25.192	0.9770	-0.101	0.0035	24.443	0.9965	-0.0152	0.0038	24.145	0.9962	-0.0165	0.0039	23.999	0.9961	-0.0169
Prec 4m	0.9018				0.9126				0.9249				0.9292			
max E	0.0247				0.0247				0.0277				0.0343			
Factor mejora	-22.067				-21.561				-19.906				-17.794			

	Elemento 5				Elemento 6				Elemento 7				Elemento 8			
	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9646	0.1565	0.0354	-14.509	0.9576	0.1879	0.0424	-13.726	0.9442	0.2491	0.0558	-12.533	0.9334	0.2989	0.0666	-11.765
TASK 2	0.9331	0.3006	0.0669	-11.745	0.9287	0.3211	0.0713	-11.469	0.9161	0.3802	0.0839	-10.762	0.9049	0.4339	0.0952	-10.213
TASK 4	0.0039	24.001	0.9961	-0.0169	0.0038	24.144	0.9962	-0.0165	0.0036	24.424	0.9965	-0.0152	0.0030	25.173	0.9770	-0.101
Prec 4m	0.9292				0.9249				0.9126				0.9018			
max E	0.0343				0.0277				0.0247				0.0247			
Factor mejora	-17.794				-19.906				-21.561				-22.067			

Los resultados anteriores son los correspondientes a las bocinas con dimensiones acordes a una directividad de 22 dB.

Se repite a continuación el proceso, para antenas con directividades de 24.43 dB y 26.36 dB.

### Directividad 24.43 dB

Corte normal: A continuación las Figuras 122-129 muestran las distribuciones de campo para cada elemento en el corte normal.

-Elemento 1

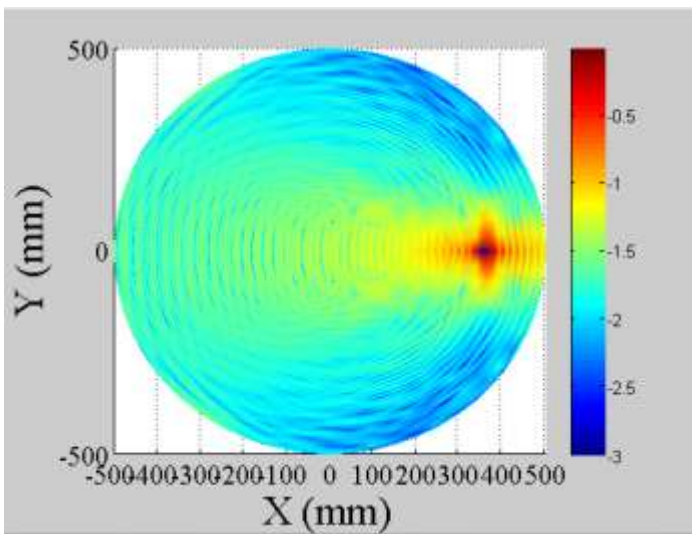


Figura 122: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 2

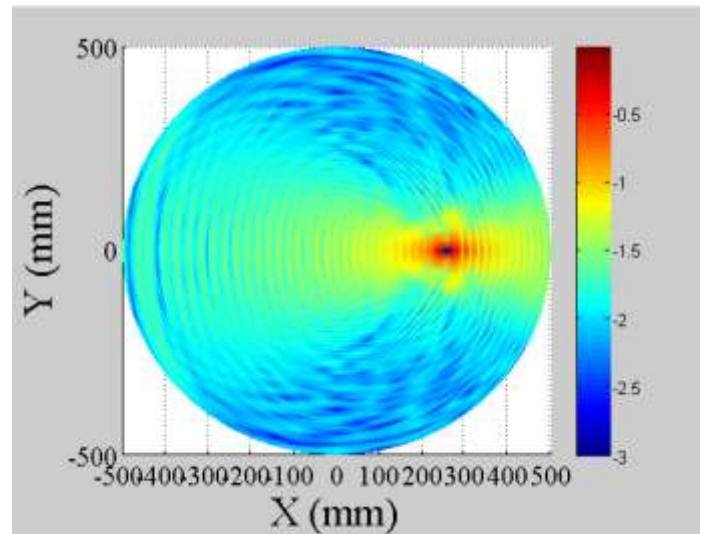


Figura 123: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 3

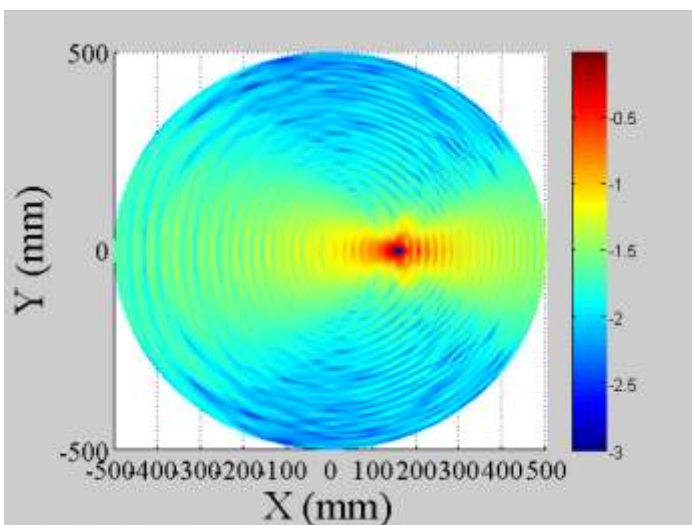


Figura 124: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 4

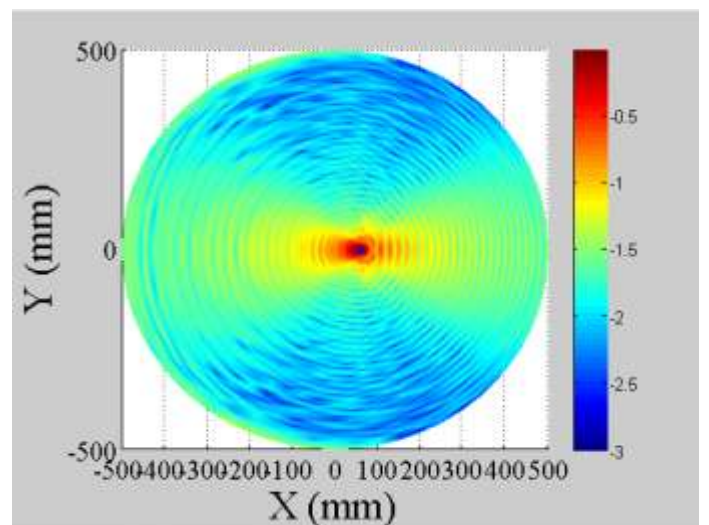


Figura 125: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 5

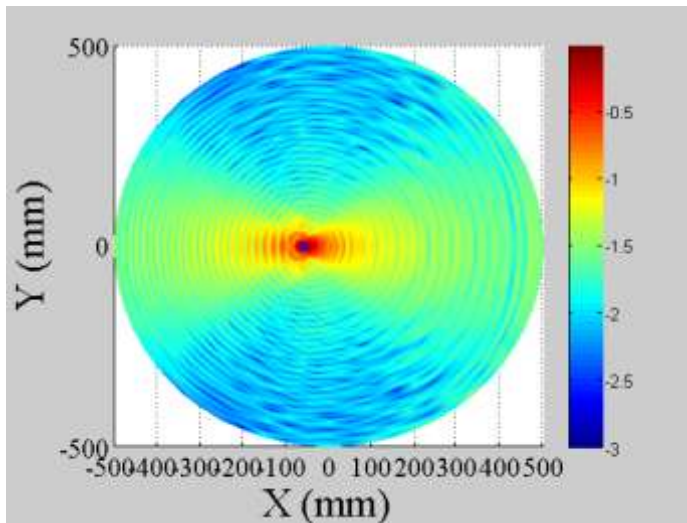


Figura 126: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 6

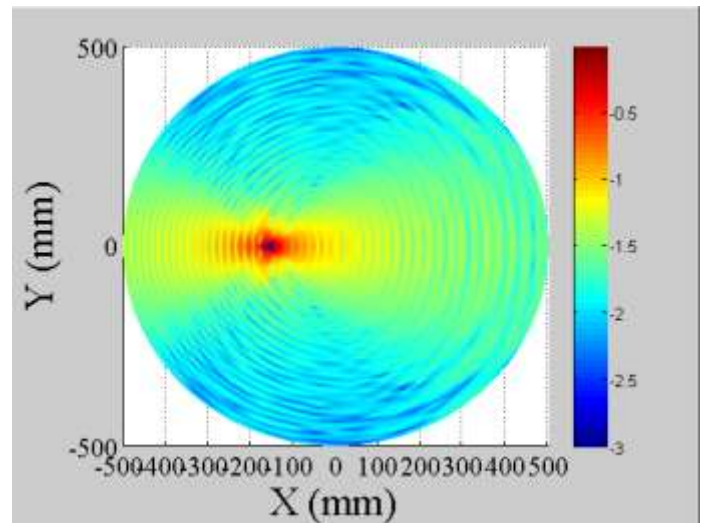


Figura 127: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 7

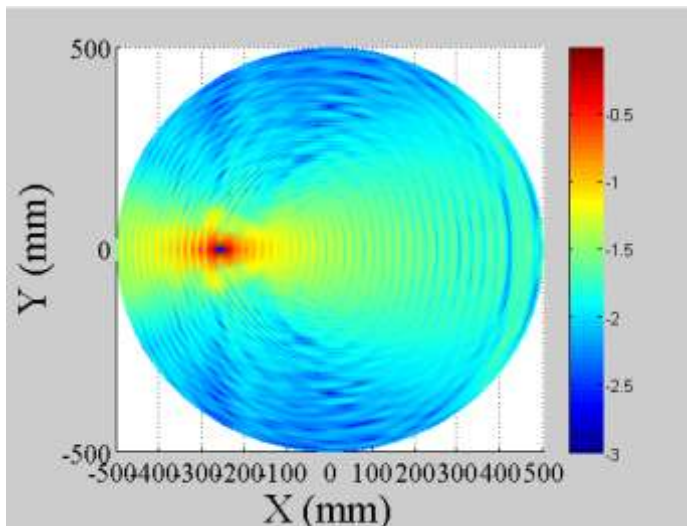


Figura 128: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 8

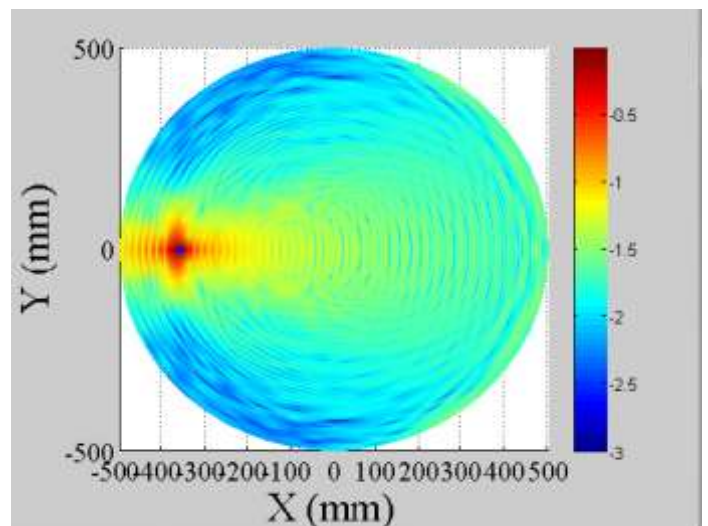


Figura 129: Distribución campo eléctrico eje X

Los cortes de los haces a -3 dB de las bocinas se representan en la Figura 130:

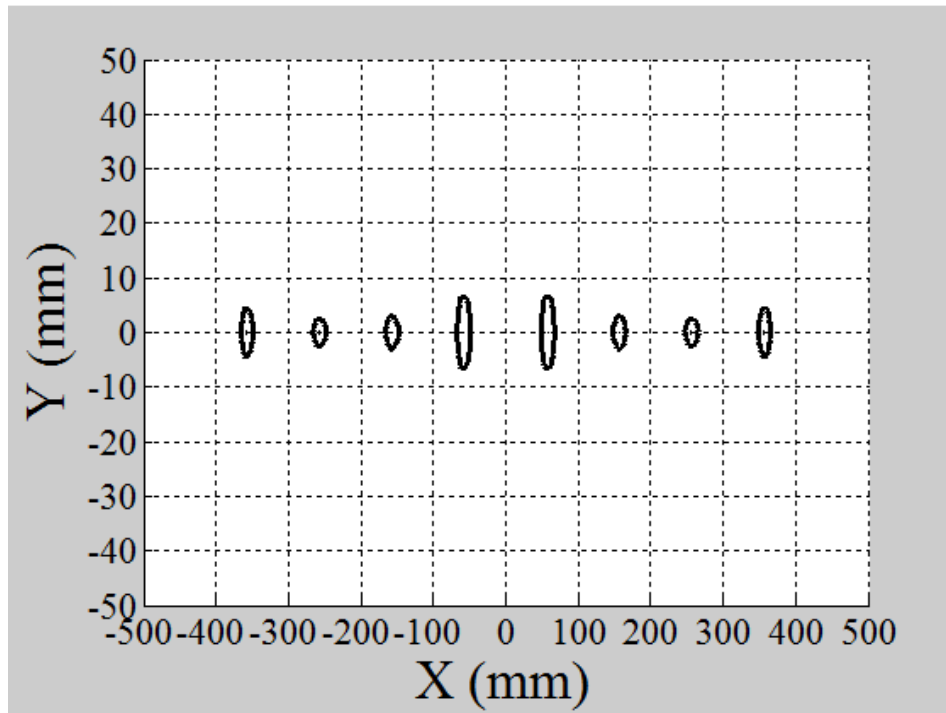


Figura 130: Cortes haces a -3 dB bocina 24.43 dB - corte normal

La Figura 131 compara la representación de 24.43 dB (negro) con la de 22 dB (rojo):

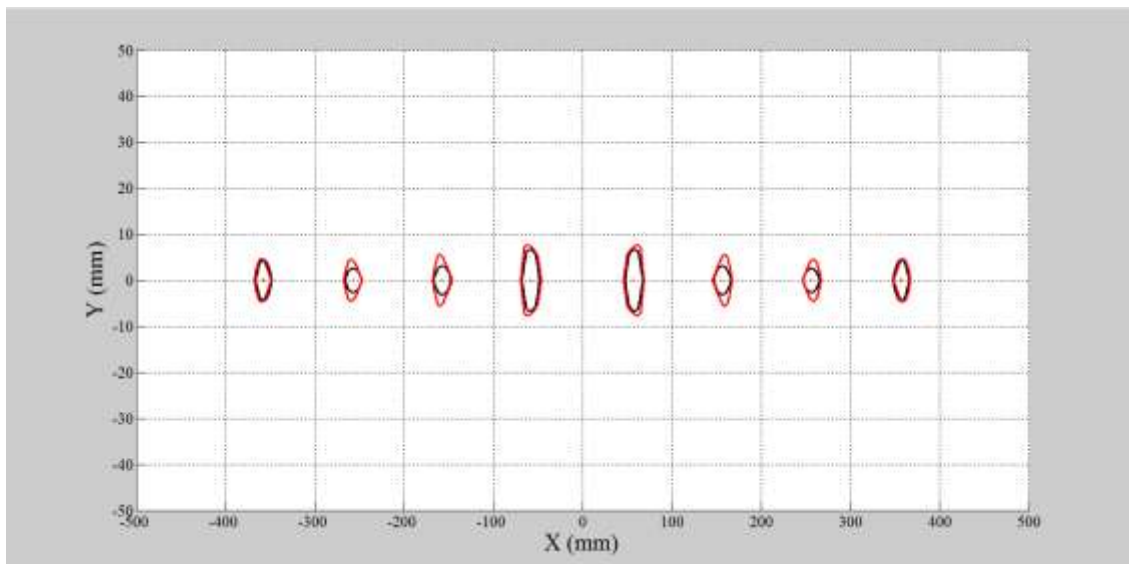


Figura 131: Comparación haces -3 dB corte normal bocina 22 dB (negro) y 24.43 dB (rojo)

## CORTE NORMAL

TABLA DE RESULTADOS BOCINA RECTANGULAR CON D=24,43 dB

	Elemento 1				Elemento 2				Elemento 3				Elemento 4			
	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9383	0.2765	0.0617	-12.097	0.9579	0.1866	0.0421	-13.757	0.9608	0.1738	0.0392	-14.067	0.9633	0.1623	0.0367	-14.353
TASK 2	0.9152	0.3849	0.0848	-10.716	0.9311	0.3099	0.0689	-11.617	0.9296	0.3170	0.0704	-11.524	0.9303	0.3137	0.0697	-11.567
TASK 4	0.0619	12.085	0.9381	-0,2775	0.0952	10.211	0.9048	-0,4344	0.1132	9.462	0.8868	-0,5217	0.1343	8.721	0.8657	-0,6263
Prec 4m	0.8533				0.8359				0.8164				0.7960			
max E	0.0329				0.0344				0.0350				0.0351			
Factor mejora	-21.320				-21.419				-21.757				-22.190			

	Elemento 5				Elemento 6				Elemento 7				Elemento 8			
	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9633	0.1623	0.0367	-14.353	0.9608	0.1738	0.0392	-14.067	0.9579	0.1866	0.0421	-13.757	0.9383	0.2765	0.0617	-12.097
TASK 2	0.9303	0.3137	0.0697	-11.567	0.9296	0.3167	0.0704	-11.524	0.9311	0.3096	0.0689	-11.617	0.9152	0.3849	0.0848	-10.716
TASK 4	0.1343	8.721	0.8657	-0,6263	0.1132	9.463	0.8868	-0,5217	0.0952	10.212	0.9048	-0,4344	0.0619	12.083	0.9381	-0,2775
Prec 4m	0.7960				0.8164				0.8359				0.8533			
max E	0.0351				0.0350				0.0344				0.0329			
Factor mejora	-22.190				-21.757				-21.419				-21.320			



Corte phi1: Los resultados de distribución de campo obtenidos para el corte phi2 en esta directividad se recogen en las Figuras 132-139.

-Elemento 1

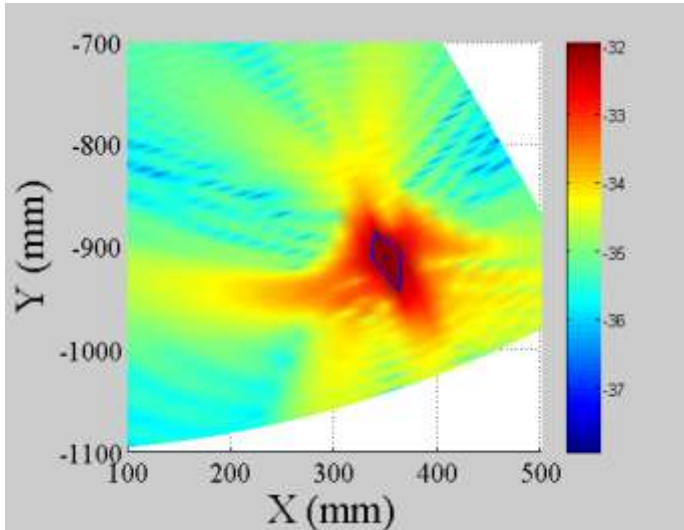


Figura 132: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 2

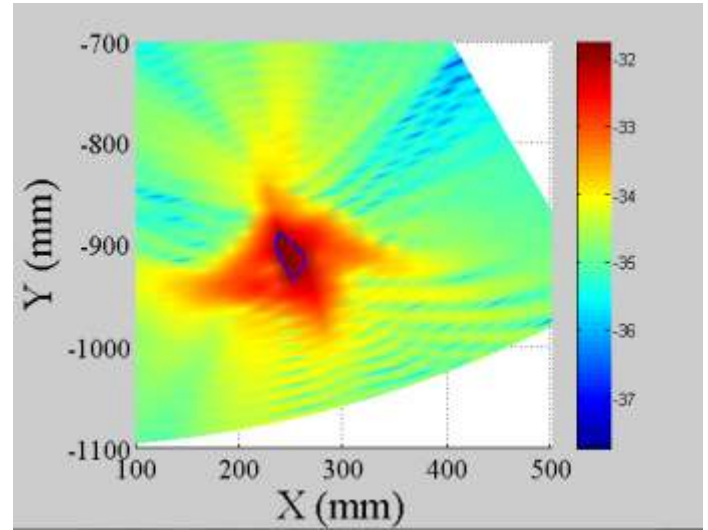


Figura 133: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 3

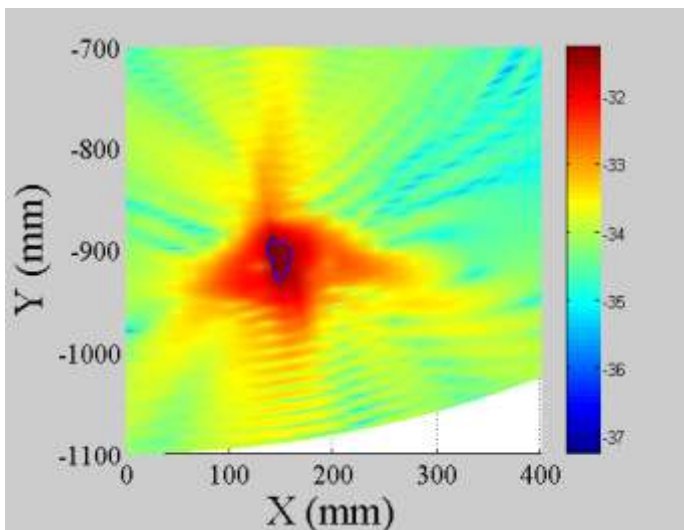


Figura 134: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 4

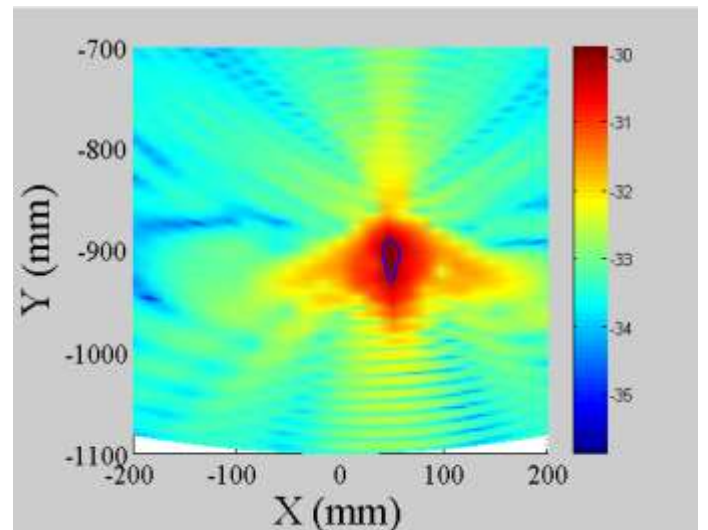


Figura 135: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 5

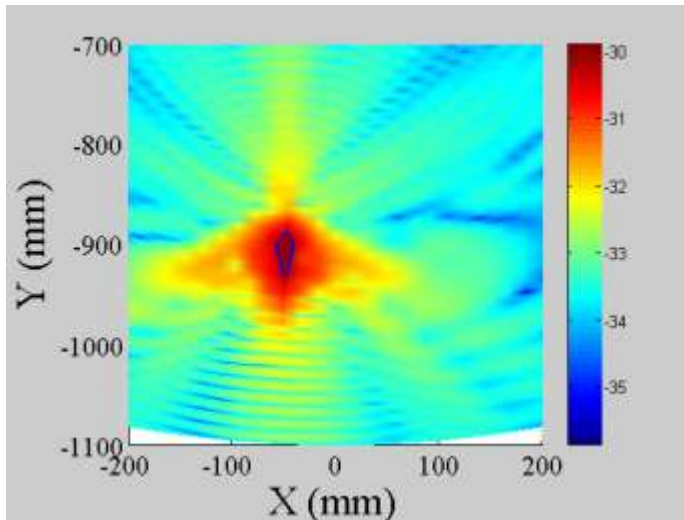


Figura 136: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 6

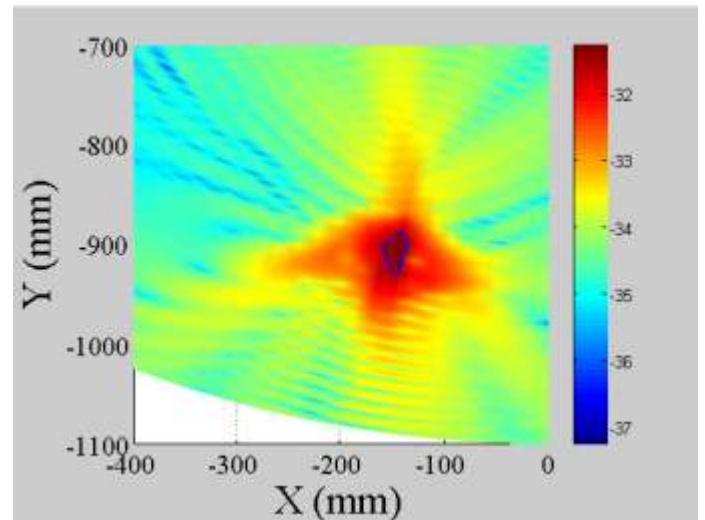


Figura 137: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 7

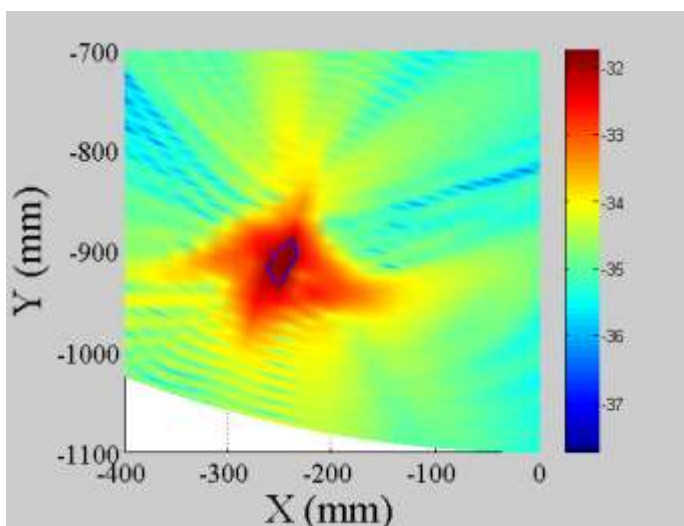


Figura 138: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 8

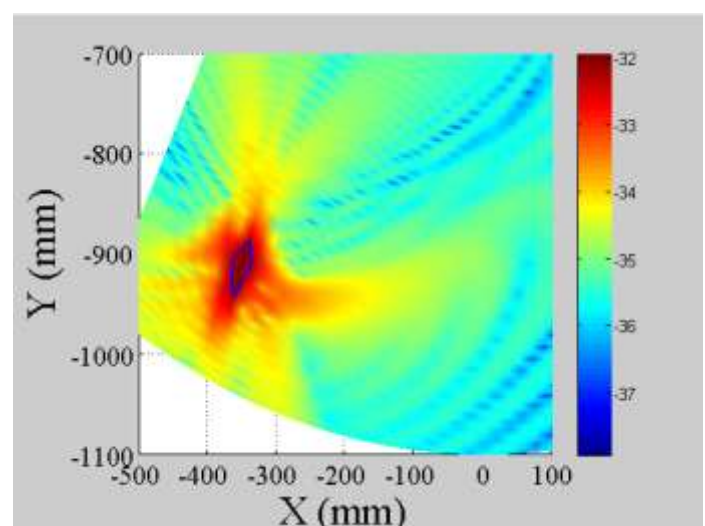


Figura 139: Distribución campo eléctrico eje X

Los cortes de los haces a -3 dB para la directividad 24.43 en corte phi1 se representan en la Figura 140:

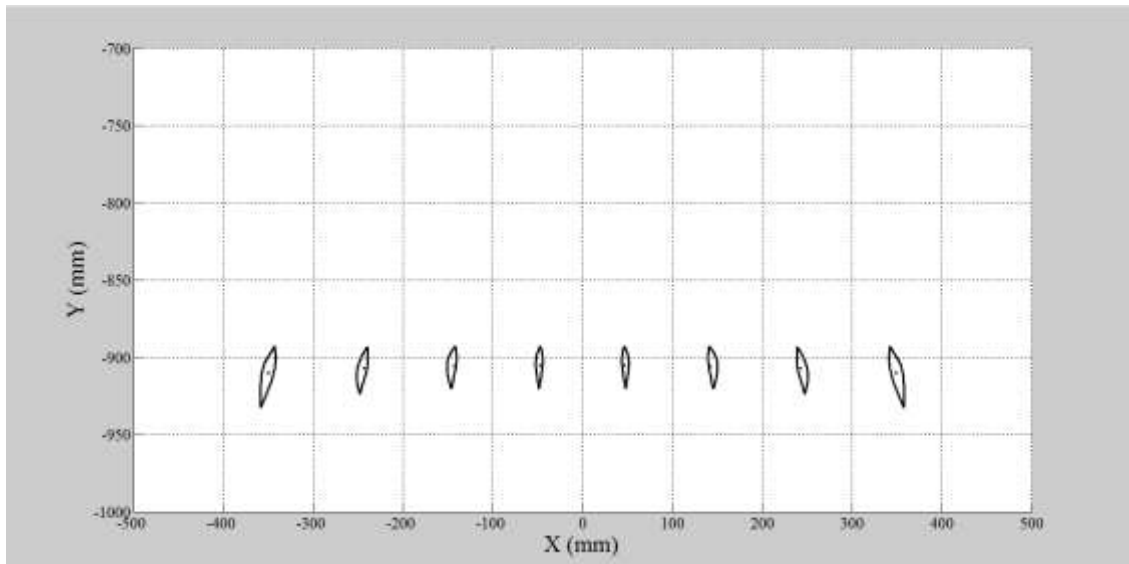


Figura 140: Cortes haces a -3 dB bocina 24.43 dB - corte phi1

La Figura 141 muestra la comparación entre este corte (negro) phi1 con el correspondiente a 22 dB (rojo):

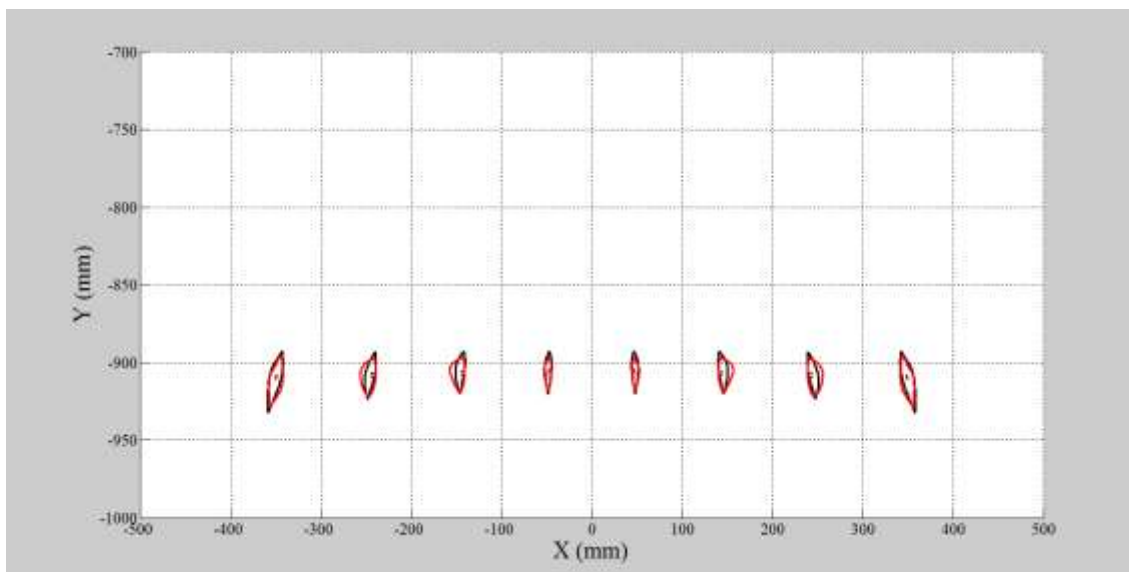


Figura 141: Comparación haces -3 dB corte phi1 bocina 22 dB (negro) y 24.453 dB (roja)



## CORTE PHI 1

TABLA DE RESULTADOS BOCINA RECTANGULAR CON D=24,43 dB

	Elemento 1				Elemento 2				Elemento 3				Elemento 4			
	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9338	0.2971	0.0662	-11.791	0.9557	0.1967	0.0443	-13.535	0.9601	0.1767	0.0399	-13.990	0.9634	0.1619	0.0366	-14.365
TASK 2	0.9135	0.3926	0.0865	-10.629	0.9349	0.2921	0.0651	-11.864	0.9383	0.2762	0.0617	-12.097	0.9404	0.2665	0.0596	-12.247
TASK 4	0.0014	28.462	0.9986	-0.0061	0.0016	27.738	0.9984	-0.0069	0.0017	27.452	0.9983	-0.0073	0.0018	27.328	0.9982	-0.0078
Prec 4m	0.9121				0.9333				0.9366				0.9386			
max E	0.0253				0.0259				0.0273				0.0321			
Factor mejora	-21.377				-19.975				-19.297				-17.751			

	Elemento 5				Elemento 6				Elemento 7				Elemento 8			
	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9634	0.1619	0.0366	-14.365	0.9601	0.1767	0.0399	-13.990	0.9557	0.1967	0.0443	-13.535	0.9338	0.2971	0.0662	-11.791
TASK 2	0.9404	0.2665	0.0596	-12.247	0.9383	0.2762	0.0617	-12.097	0.9349	0.2921	0.0651	-11.864	0.9135	0.3926	0.0865	-10.629
TASK 4	0.0018	27.329	0.9982	-0.0078	0.0019	27.360	0.9981	-0.0083	0.0016	27.721	0.9984	-0.0069	0.0014	28.444	0.9986	-0.0061
Prec 4m	0.9386				0.9364				0.9333				0.9121			
max E	0.0321				0.0273				0.0259				0.0253			
Factor mejora	-17.751				-19.311				-19.975				-21.377			

Corte phi2: Las Figuras 142-149 representan los resultados obtenidos de las distribuciones de campo eléctrico para cada elemento en este corte.

-Elemento 1

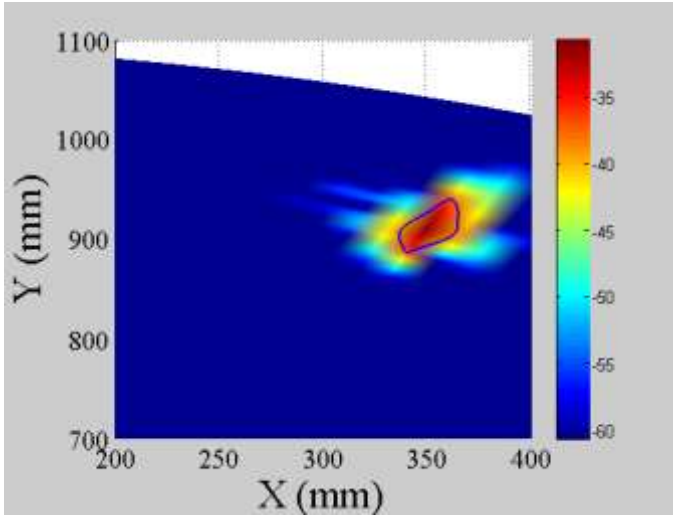


Figura 142: Distribución campo eléctrico eje X - elemento 1

-Elemento 2

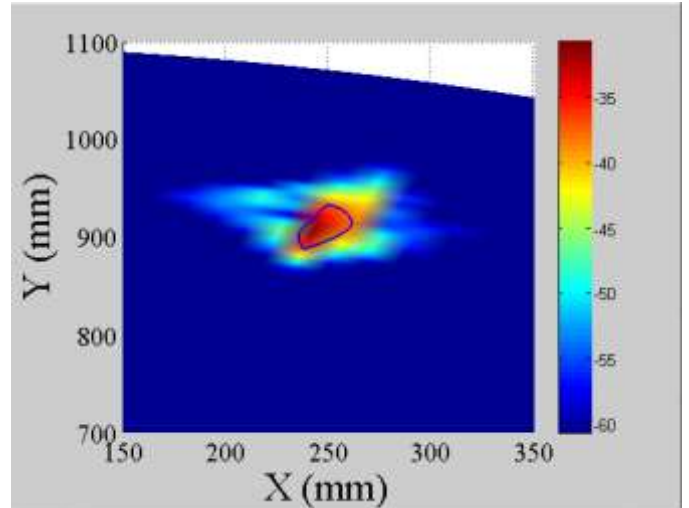


Figura 143: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 3

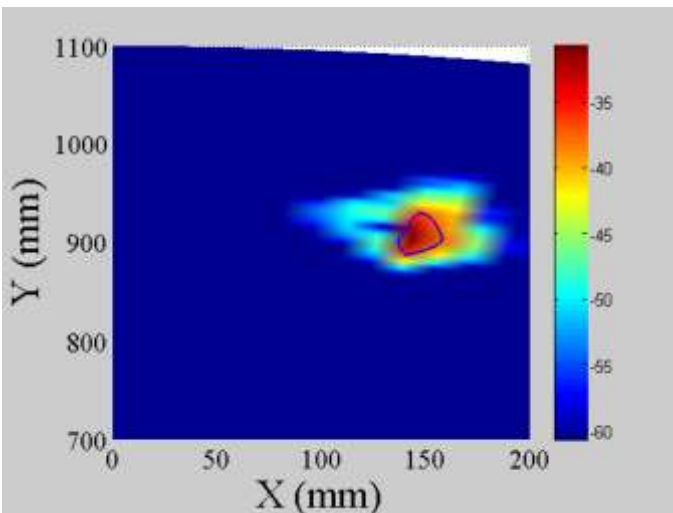


Figura 144: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 4

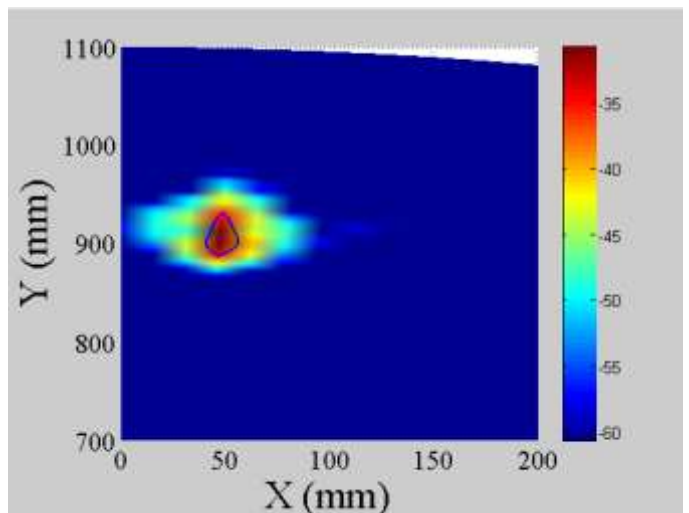


Figura 145: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 5

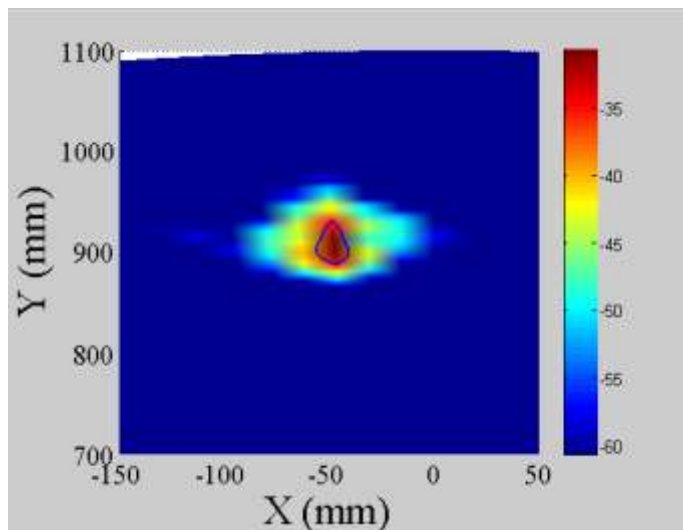


Figura 146: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 6

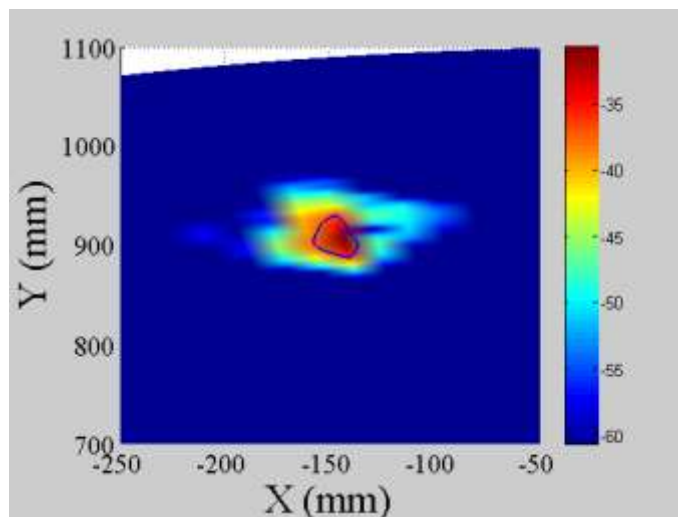


Figura 147: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 7

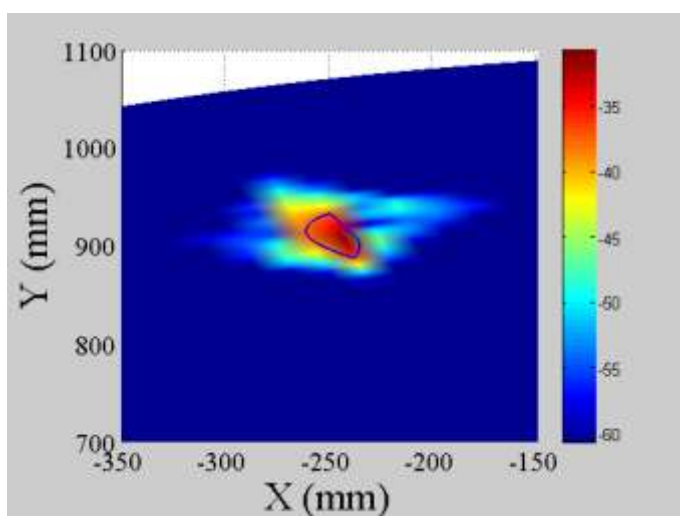


Figura 148: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 8

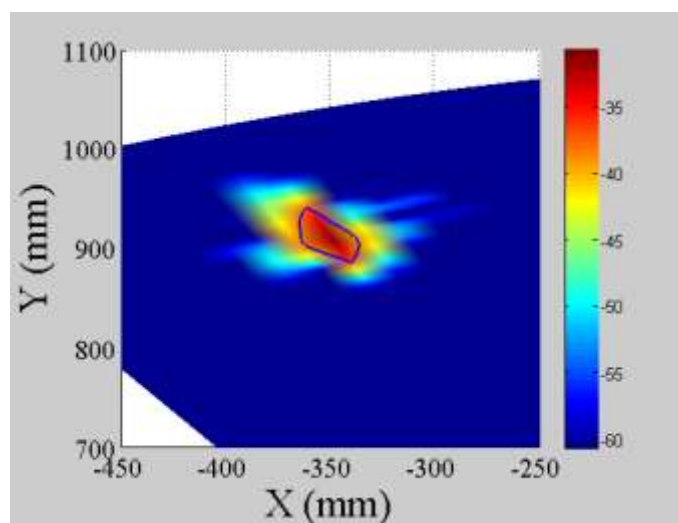


Figura 149: Distribución campo eléctrico eje X

La Figura 150 muestra los cortes de los haces a -3dB para el corte phi2 en esta directividad:

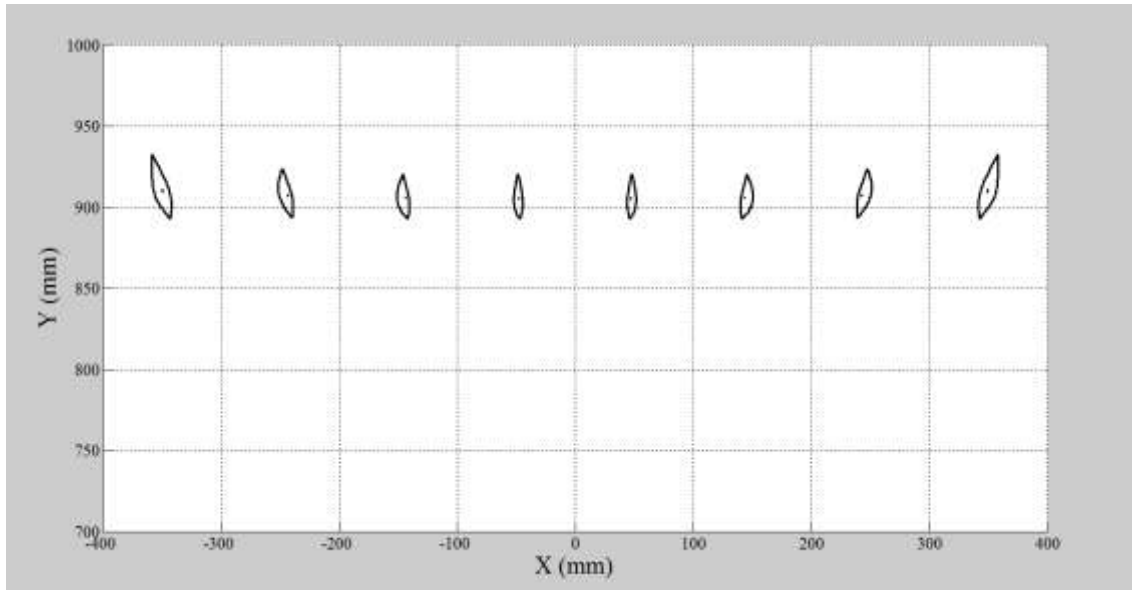


Figura 150: Cortes haces a -3 dB bocina 24.43 dB - corte phi2

La comparación entre los cortes de los haces a -3 dB utilizando bocinas de 22 dB (negro) y 24.43 dB (rojo) se representa en la Figura 151:

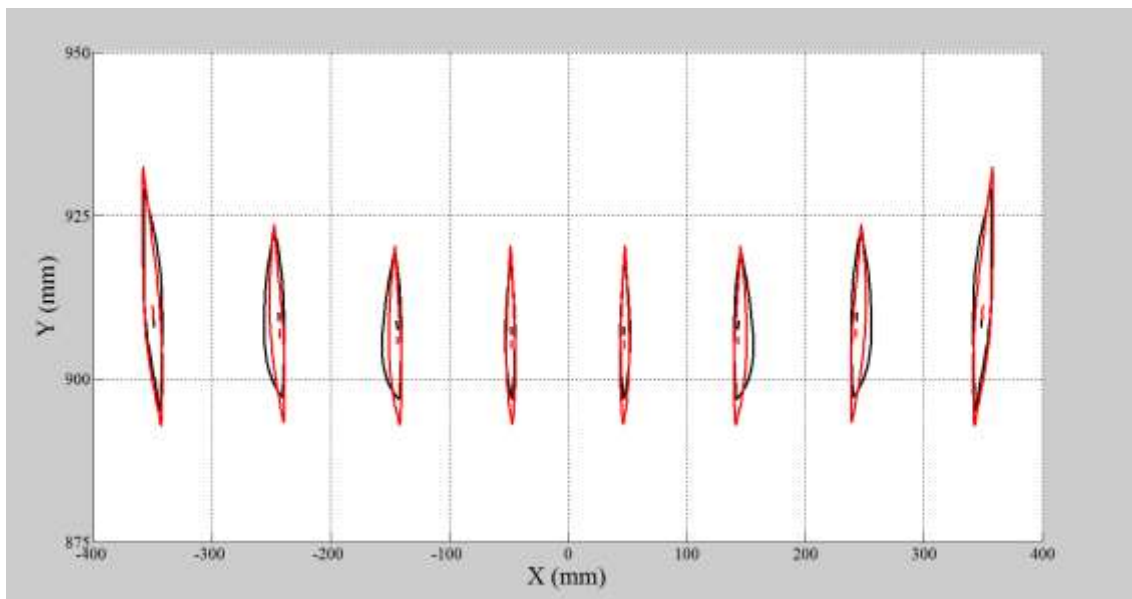


Figura 151: Comparación haces -3 dB corte phi2 bocina 22 dB (negro) y 24.43 dB (rojo)

## CORTE PHI 2

### TABLA DE RESULTADOS BOCINA RECTANGULAR CON D=24,43 dB

	Elemento 1				Elemento 2				Elemento 3				Elemento 4			
	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9338	0.2971	0.0662	-11.791	0.9557	0.1967	0.0443	-13.535	0.9601	0.1767	0.0399	-13.990	0.9634	0.1619	0.0366	-14.365
TASK 2	0.9135	0.3926	0.0865	-10.659	0.9349	0.2921	0.0651	-11.864	0.9383	0.2762	0.0617	-13.097	0.9404	0.2665	0.0596	-12.247
TASK 4	0.0014	28.462	0.9986	-0,0497	0.0016	27.738	0.9984	-0,0069	0.0017	27.452	0.9983	-0,0073	0.0018	27.328	0.9982	-0,0078
Prec 4m	0.9121				0.9333				0.9366				0.9386			
max E	0.0253				0.0273				0.0321				0.0286			
Factor mejora	-21.377				-19.518				-17.890				-18.754			

	Elemento 5				Elemento 6				Elemento 7				Elemento 8			
	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9634	0.1619	0.0366	-14.365	0.9601	0.1767	0.0399	-13.990	0.9557	0.1967	0.0443	-13.535	0.9338	0.2971	0.0662	-11.791
TASK 2	0.9404	0.2665	0.0596	-12.247	0.9383	0.2762	0.0617	-13.097	0.9349	0.2921	0.0651	-11.864	0.9135	0.3926	0.0865	-10.659
TASK 4	0.0018	27.328	0.9982	-0,0078	0.0017	27.452	0.9983	-0,0073	0.0016	27.738	0.9984	-0,0069	0.0014	28.462	0.9986	-0,0497
Prec 4m	0.9386				0.9366				0.9333				0.9121			
max E	0.0286				0.0321				0.0273				0.0253			
Factor mejora	-18.754				-17.890				-19.518				-21.377			



### Directividad 26.36 dB

Corte normal: Los resultados de distribución de campo eléctrico obtenidos para cada uno de los elementos del array en el corte normal se muestran en las Figuras 152-159.

-Elemento 1

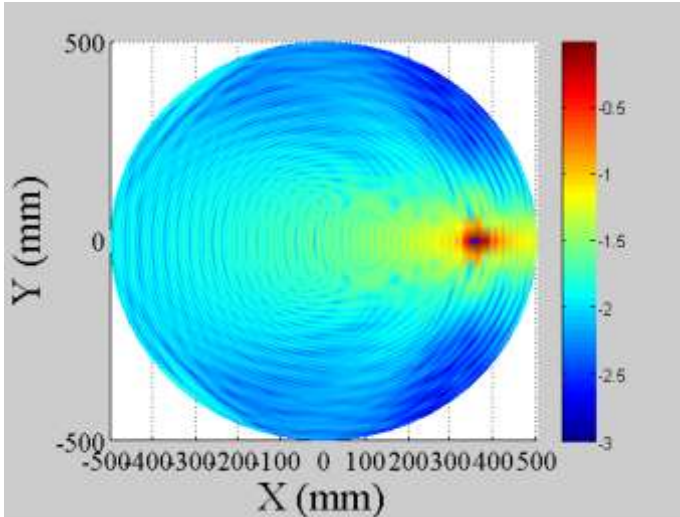


Figura 152: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 2

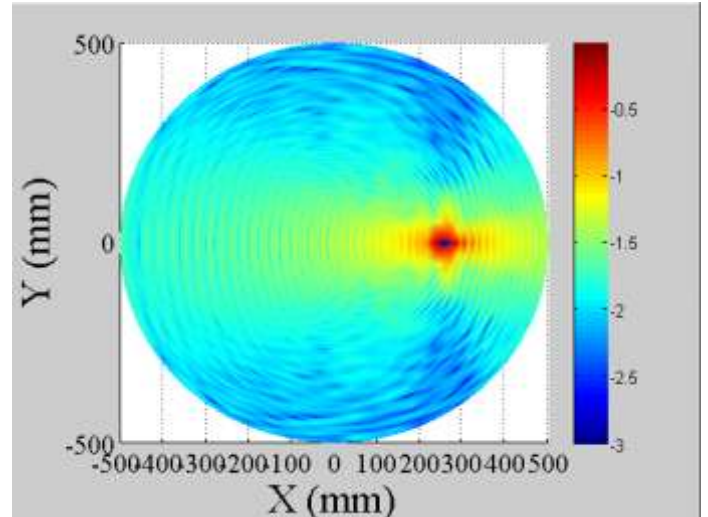


Figura 153: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 3

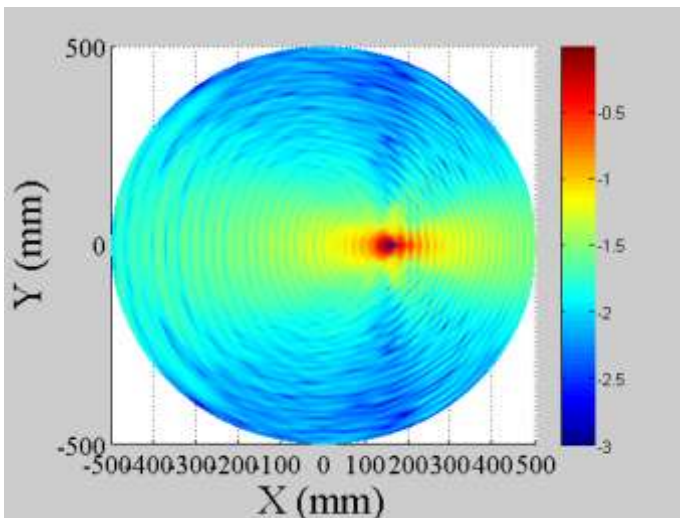


Figura 154: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 4

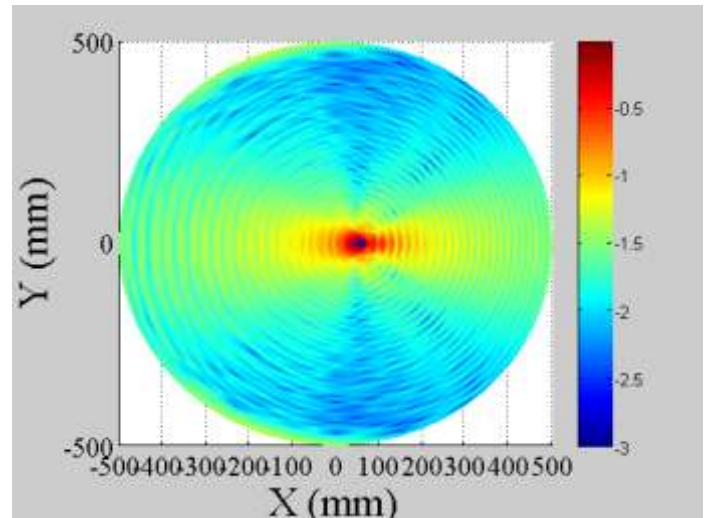


Figura 155: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 5

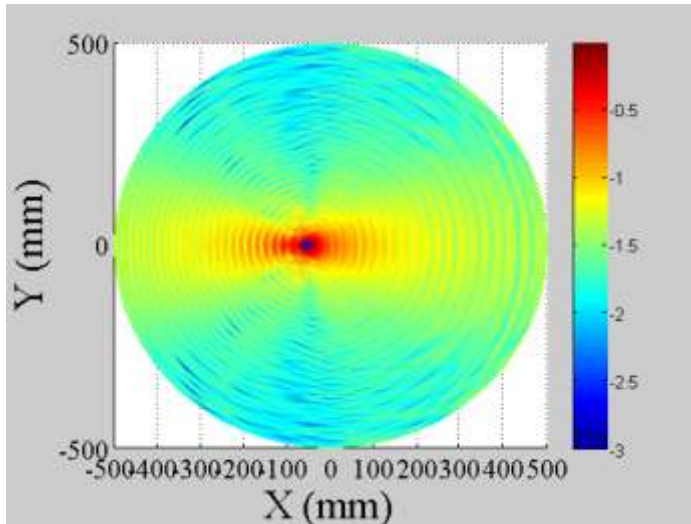


Figura 156: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 6

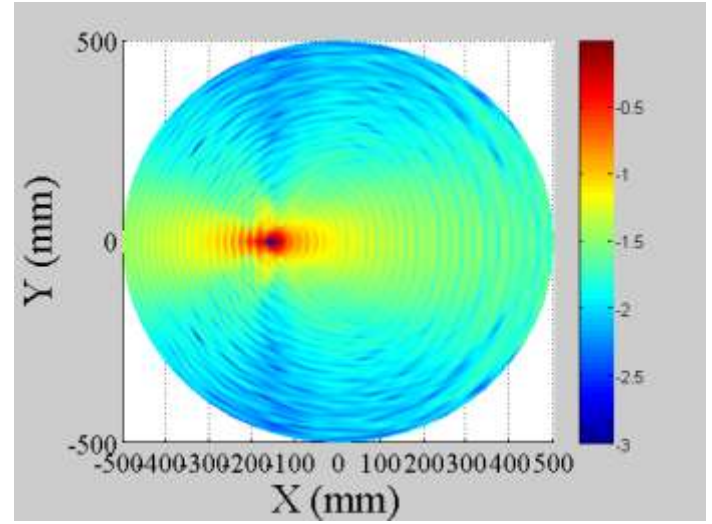


Figura 157: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 7

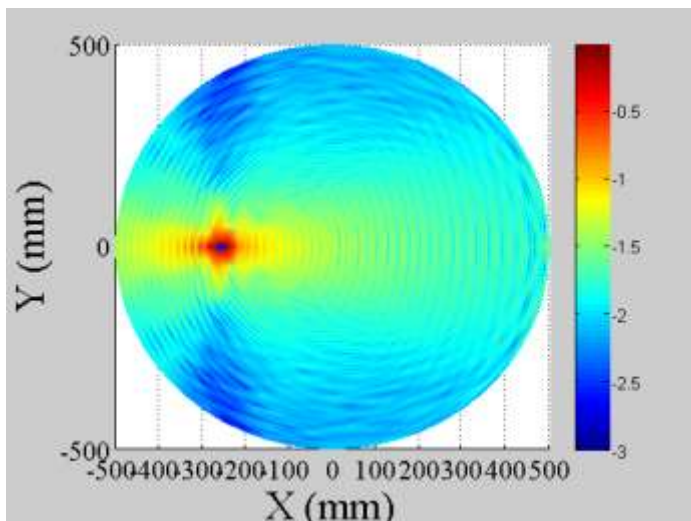


Figura 158: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 8

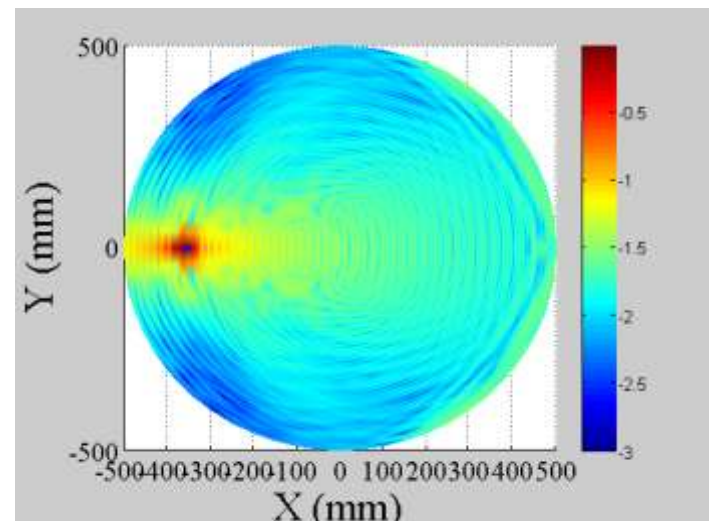


Figura 159: Distribución campo eléctrico eje X

La representación de los cortes de los haces a -3db en el corte normal para esta directividad se recoge en la Figura 160:

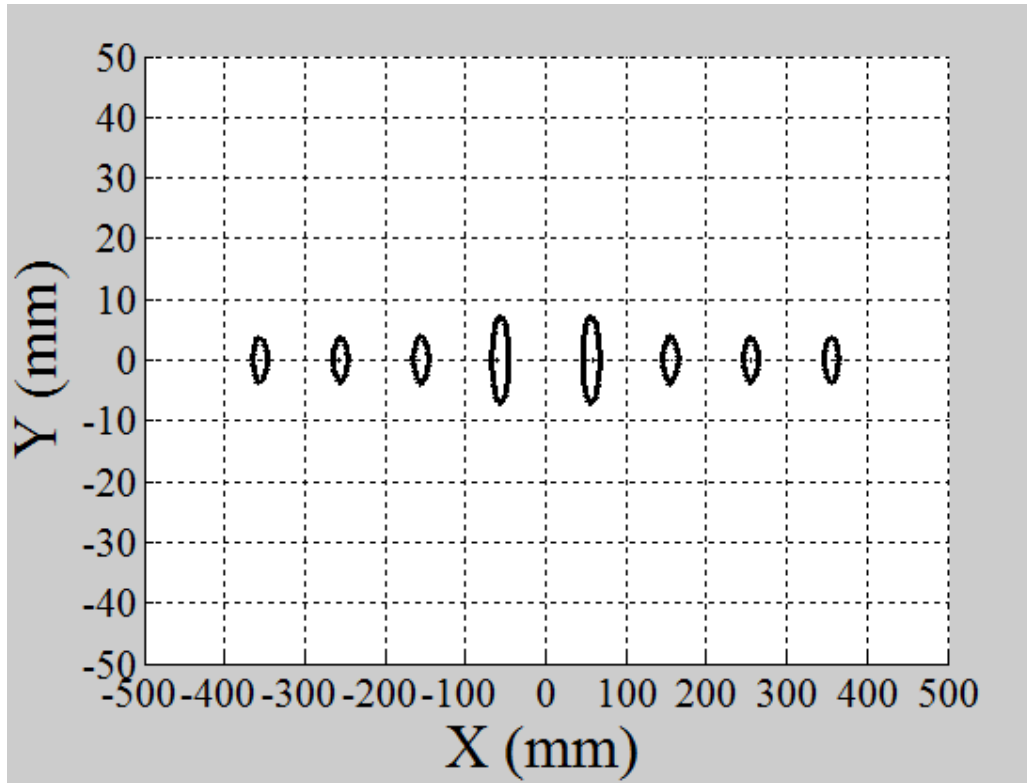


Figura 160: Cortes haces a -3 dB bocina 26.36 dB - corte normal

La Figura 161 muestra la comparación de los cortes de haz de la Figura 160 con los obtenidos para las otras 2 directividades:

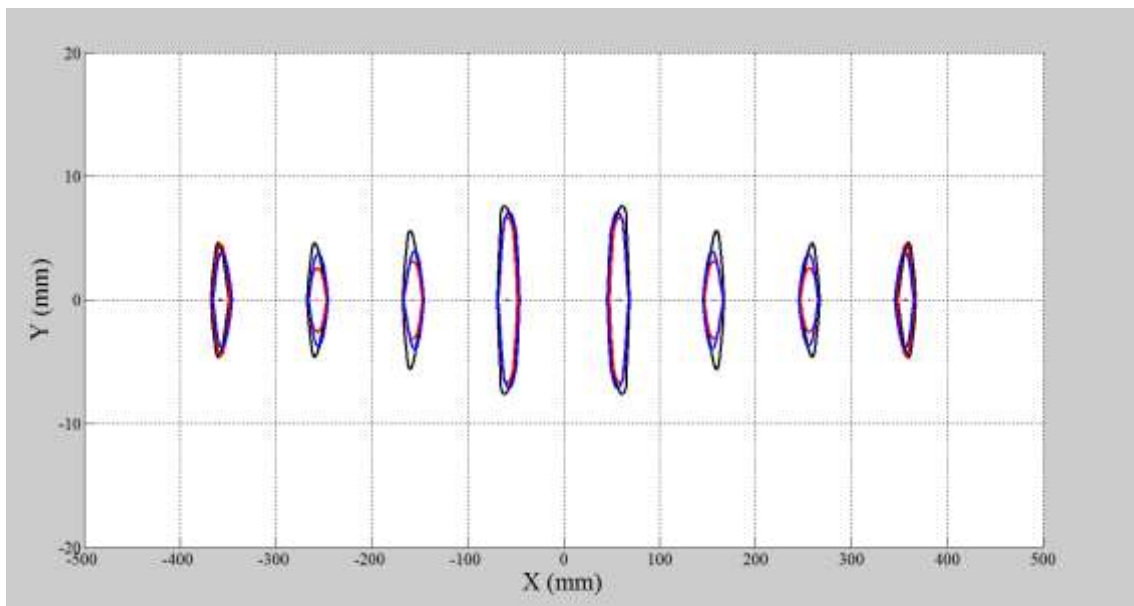


Figura 161: Comparación haces -3 dB corte normal bocinas 22 dB (negro), 24.43 dB (rojo) y 26.36 dB (azul)



## CORTE NORMAL

TABLA DE RESULTADOS BOCINA RECTANGULAR CON D=26,36 dB

	Elemento 1				Elemento 2				Elemento 3				Elemento 4			
	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9567	0.1921	0.0433	-13.635	0.9648	0.1556	0.0352	-14.534	0.9716	0.1252	0.0284	-15.466	0.9709	0.1281	0.0291	-15.361
TASK 2	0.9381	0.2773	0.0619	-12.083	0.9456	0.2430	0.0544	-12.644	0.9524	0.2120	0.0476	-13.223	0.9505	0.2203	0.0495	-13.053
TASK 4	0.0678	11.688	0.9322	-0.3049	0.0860	10.670	0.9140	-0.3905	0.1062	9.738	0.8938	-0.4875	0.1211	9.167	0.8789	-0.5606
Prec 4m	0.8703				0.8596				0.8462				0.8294			
max E	0.0335				0.0348				0.0345				0.0331			
Factor mejora	-20.628				-20.642				-21.113				-21.923			

	Elemento 5				Elemento 6				Elemento 7				Elemento 8			
	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9709	0.1281	0.0291	-15.361	0.9716	0.1252	0.0284	-15.466	0.9648	0.1556	0.0352	-14.534	0.9567	0.1921	0.0433	-13.635
TASK 2	0.9505	0.2203	0.0495	-13.053	0.9524	0.2115	0.0476	-13.223	0.9455	0.2431	0.0545	-12.636	0.9381	0.2772	0.0619	-12.083
TASK 4	0.1211	9.167	0.8789	-0.5606	0.1062	9.737	0.8938	-0.4875	0.0857	10.670	0.9143	-0.3891	0.0678	11.688	0.9322	-0.3049
Prec 4m	0.8294				0.8462				0.8598				0.8703			
max E	0.0331				0.0345				0.0349				0.0335			
Factor mejora	-21.923				-21.113				-20.610				-20.628			

Corte phi1: Las Figuras 162-169 muestran los resultados correspondientes a las distribuciones de campo de los elementos en el corte phi1 para esta directividad.

-Elemento 1

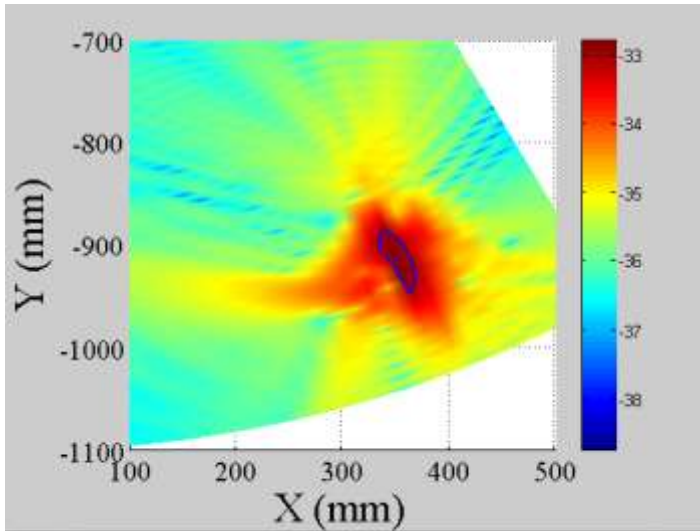


Figura 162: Distribución campo eléctrico eje X

-Elemento 2

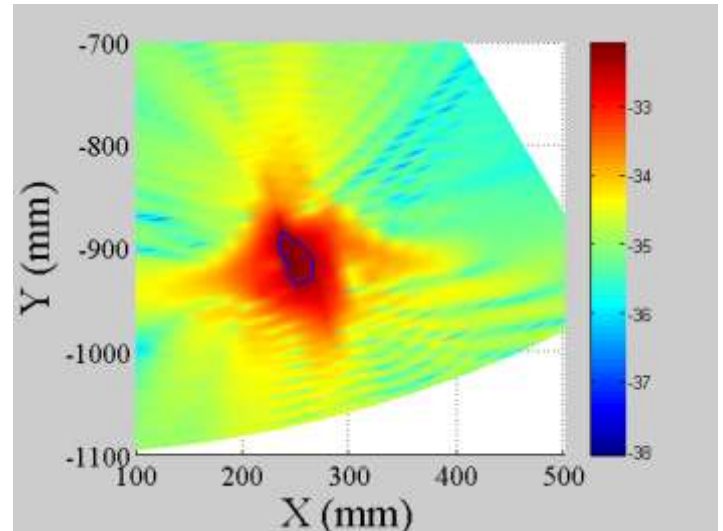


Figura 163: Distribución de campo eléctrico eje X

-Elemento 3

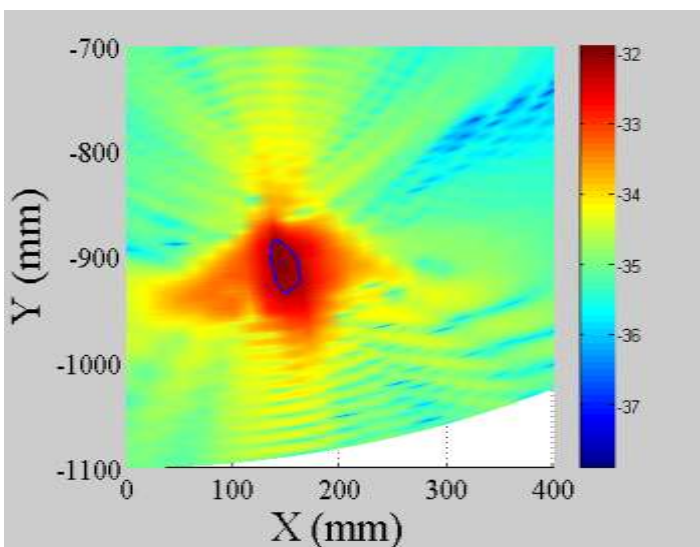


Figura 164: Distribución de campo eléctrico eje X

-Elemento 4

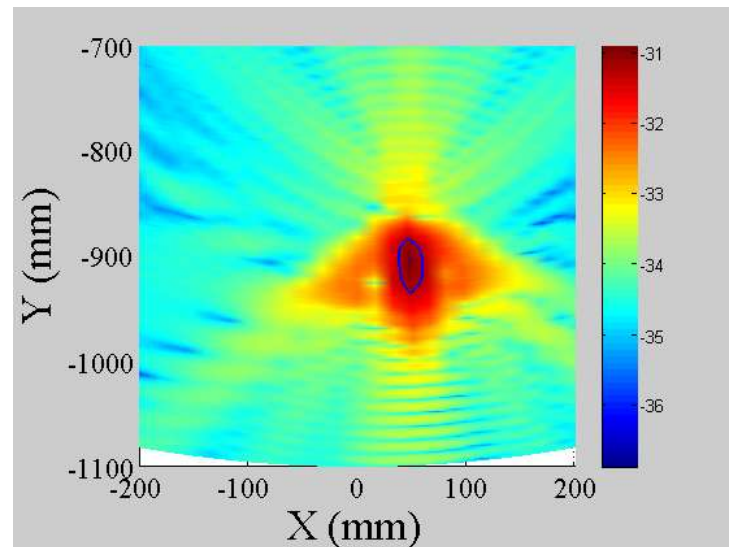


Figura 165: Distribución de campo eléctrico eje X

-Elemento 5

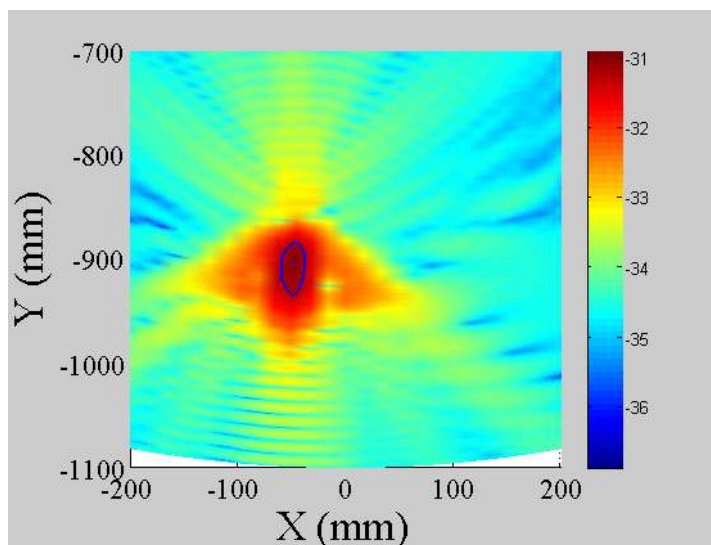


Figura 166: Distribución de campo eléctrico eje X

-Elemento 6

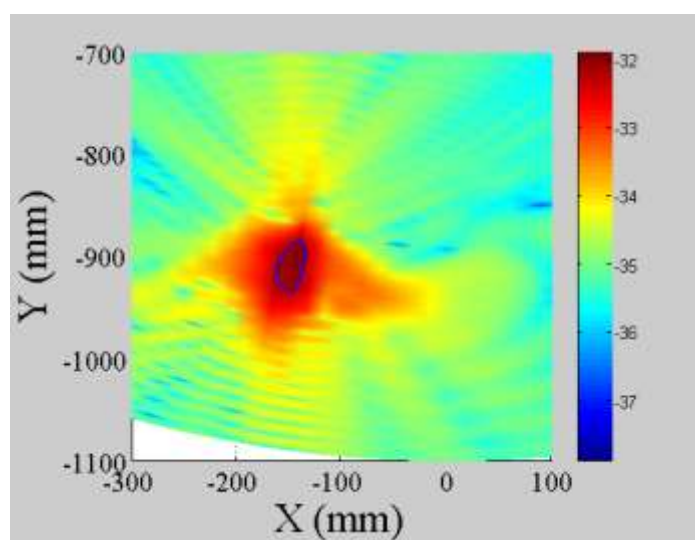


Figura 167: Distribución de campo eléctrico eje X

-Elemento 7

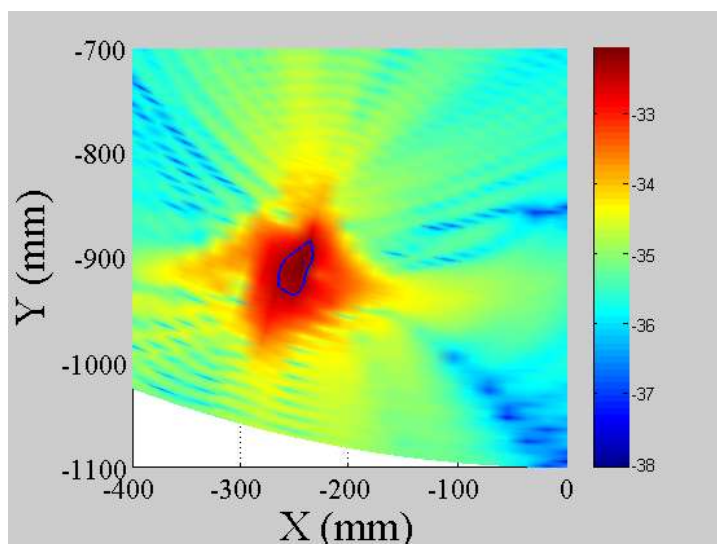


Figura 168: Distribución de campo eléctrico eje X

-Elemento 8

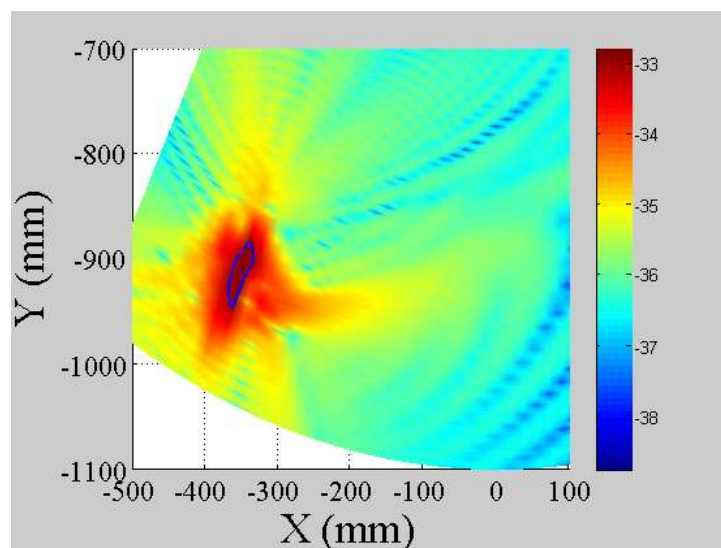


Figura 169: Distribución de campo eléctrico eje X

La Figura 170 recoge los cortes de los haces a -3 dB para la directividad 26.36 en corte phi1:

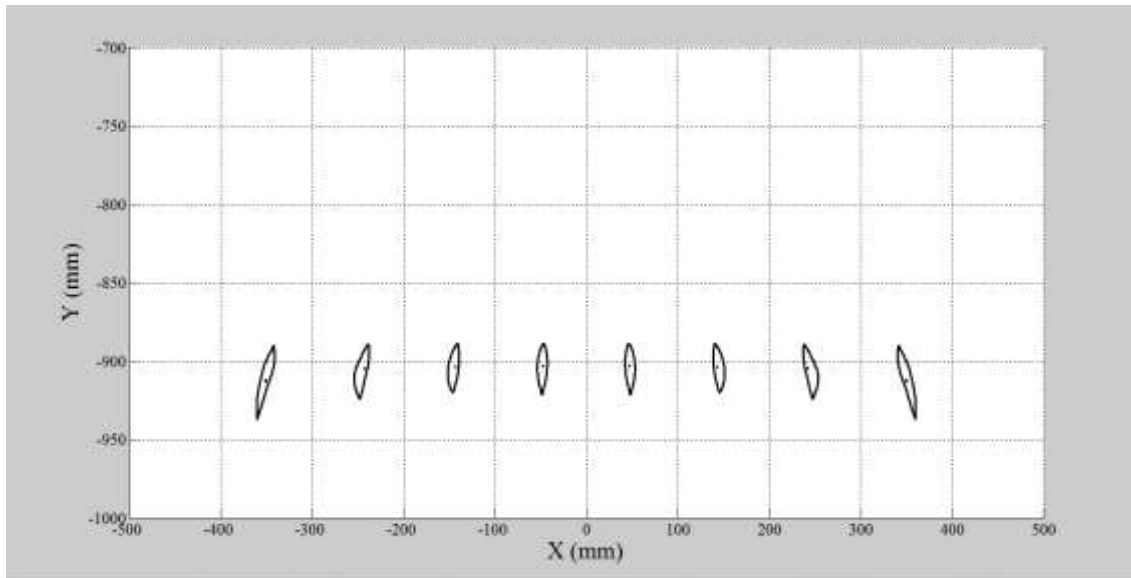


Figura 170: Cortes haces -3 dB bocina 26.36 dB - corte phi1

Comparando los resultados de la Figura 170 con los obtenidos para las otras 2 directividades escogidas para el estudio resulta la Figura 171:

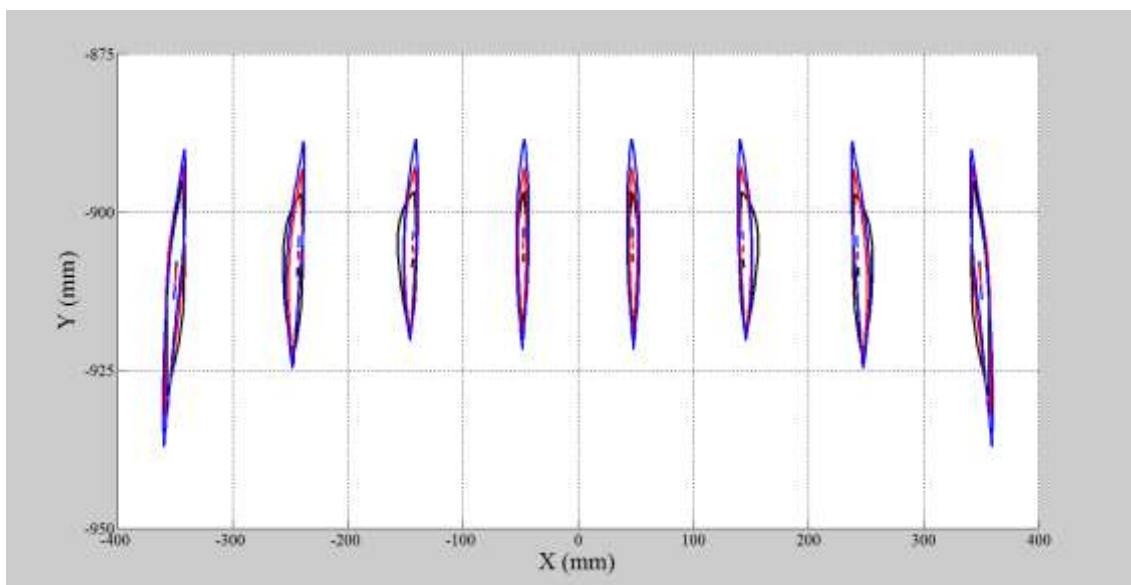


Figura 171: Comparación corte phi1 bocina 22 dB (negra) 24.43 dB (roja) y 26.36 dB (azul)

## CORTE PHI 1

TABLA DE RESULTADOS BOCINA RECTANGULAR CON D=26,36 dB

	Elemento 1				Elemento 2				Elemento 3				Elemento 4			
	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9534	0.2071	0.0466	-13.316	0.9629	0.1641	0.0371	-14.306	0.9712	0.1268	0.0288	-15.406	0.9719	0.1237	0.0281	-15.512
TASK 2	0.9390	0.2733	0.0610	-12.146	0.9478	0.2327	0.0522	-12.823	0.9551	0.1991	0.0449	-13.477	0.9572	0.1899	0.0428	-13.685
TASK 4	0.0008	30.633	0.9992	-0,0034	0.0010	29.903	0.9990	-0,0043	0.0011	29.588	0.9989	-0,0047	0.0011	29.463	0.9989	-0,0047
Prec 4m	0.9382				0.9468				0.9441				0.9561			
max E	0.0230				0.0250				0.0254				0.0286			
Factor mejora	-20.675				-19.300				-19.377				-17.297			

	Elemento 5				Elemento 6				Elemento 7				Elemento 8			
	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9719	0.1237	0.0281	-15.512	0.9712	0.1268	0.0288	-15.406	0.9629	0.1641	0.0371	-14.306	0.9534	0.2071	0.0466	-13.316
TASK 2	0.9572	0.1899	0.0428	-13.685	0.9551	0.1991	0.0449	-13.477	0.9478	0.2327	0.0522	-12.823	0.9390	0.2732	0.0610	-12.146
TASK 4	0.0011	29.455	0.9989	-0,0047	0.0011	29.587	0.9989	-0,0047	0.0010	29.845	0.9990	-0,0043	0.0008	30.568	0.9992	-0,0034
Prec 4m	0.9561				0.9441				0.9468				0.9382			
max E	0.0286				0.0254				0.0250				0.0230			
Factor mejora	-17.297				-19.377				-19.300				-20.675			



Corte phi2: Las Figuras 172-179 recogen los resultados obtenidos de las distribuciones de campo para cada elemento en esta directividad en el corte phi2.

-Elemento 1

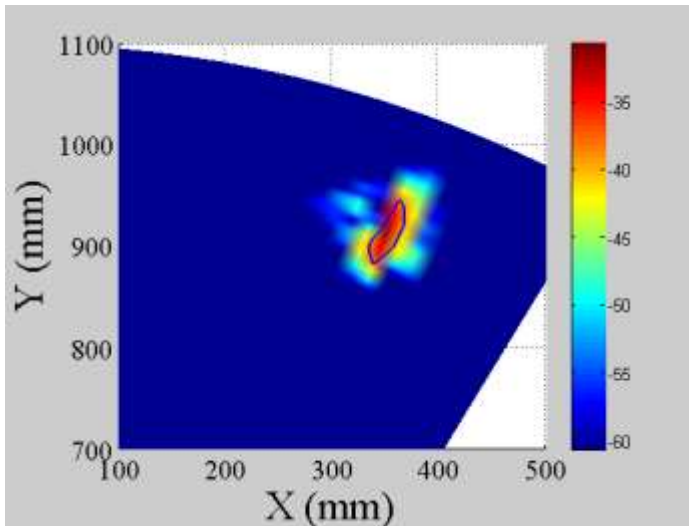


Figura 172: Distribución de campo eléctrico eje X

-Elemento 2

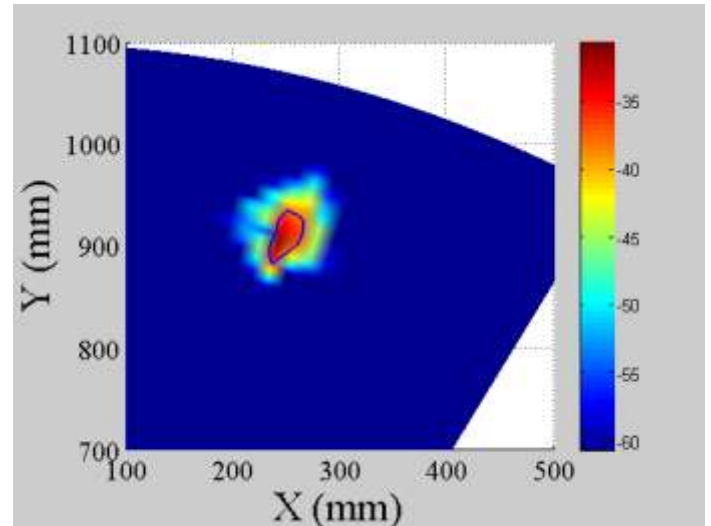


Figura 173: Distribución de campo eléctrico eje X

-Elemento 3

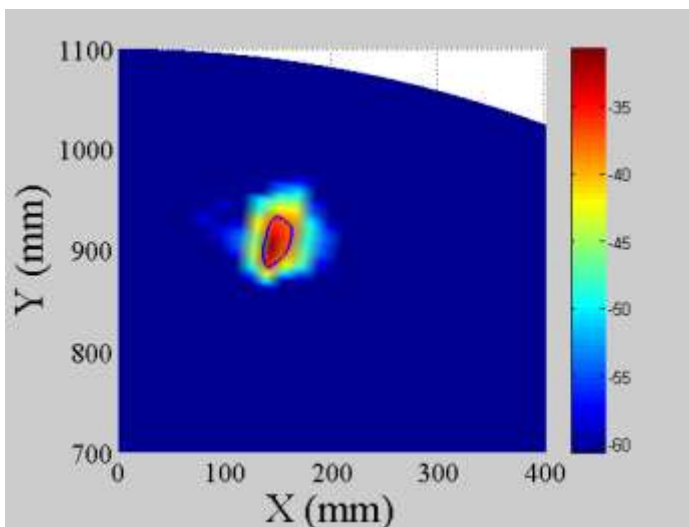


Figura 174: Distribución de campo eléctrico eje X

-Elemento 4

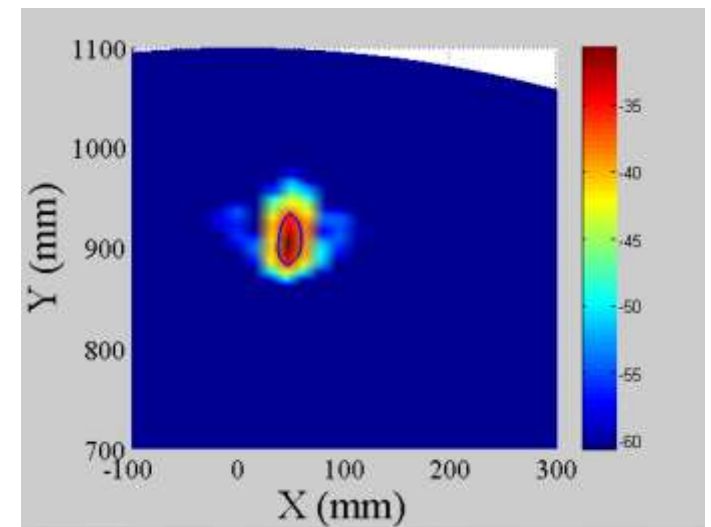


Figura 175: Distribución de campo eléctrico eje X

-Elemento 5

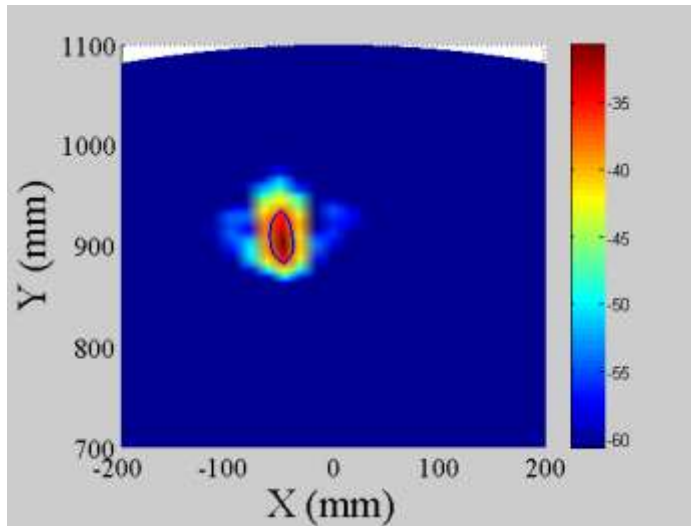


Figura 176: Distribución de campo eléctrico eje X

-Elemento 6

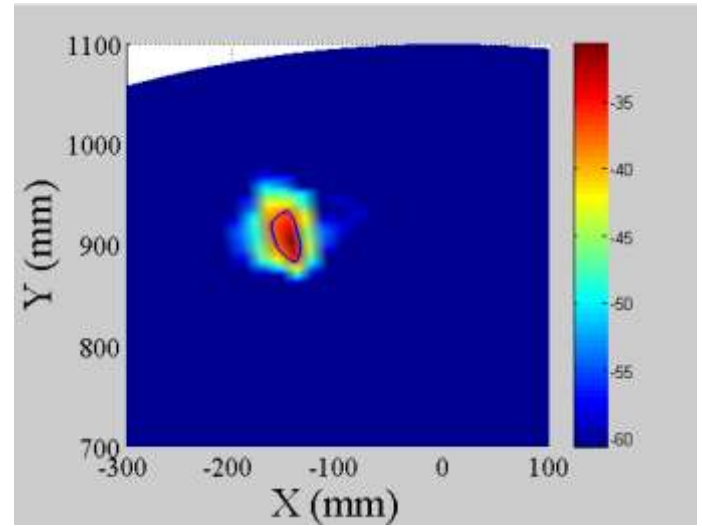


Figura 177: Distribución de campo eléctrico eje X

-Elemento 7

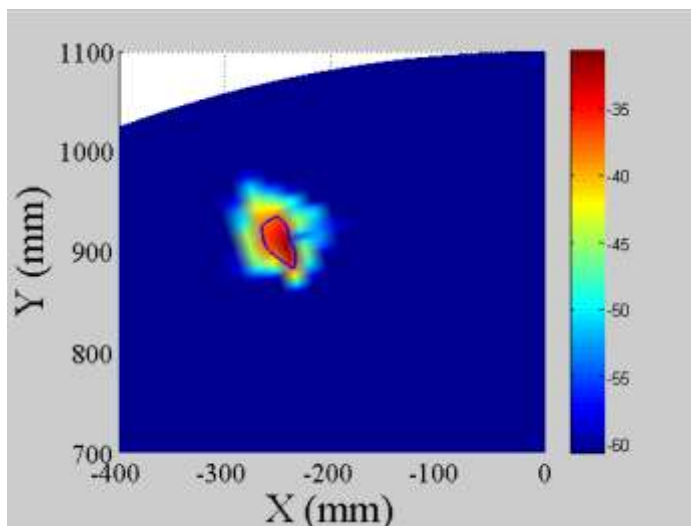


Figura 178: Distribución de campo eléctrico eje X

-Elemento 8

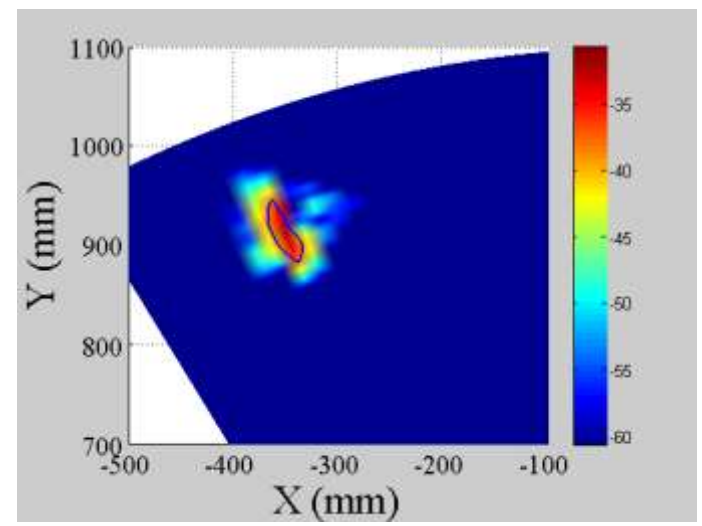


Figura 179: Distribución de campo eléctrico eje X

La Figura 180 muestra los cortes de los haces a -3 dB para la directividad 26.36 en corte phi2:

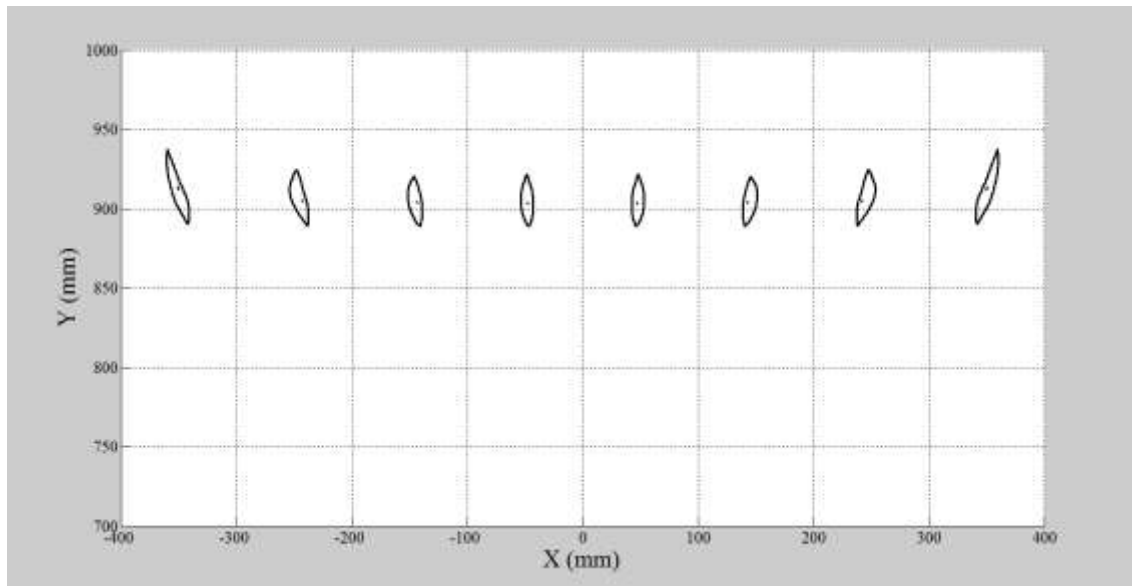


Figura 180: Cortes haces a -3 dB bocina 26.36 dB - corte phi2

Comparando los resultados de la Figura 180 con las otras 2 directividades elegidas para el estudio resulta la Figura 181:

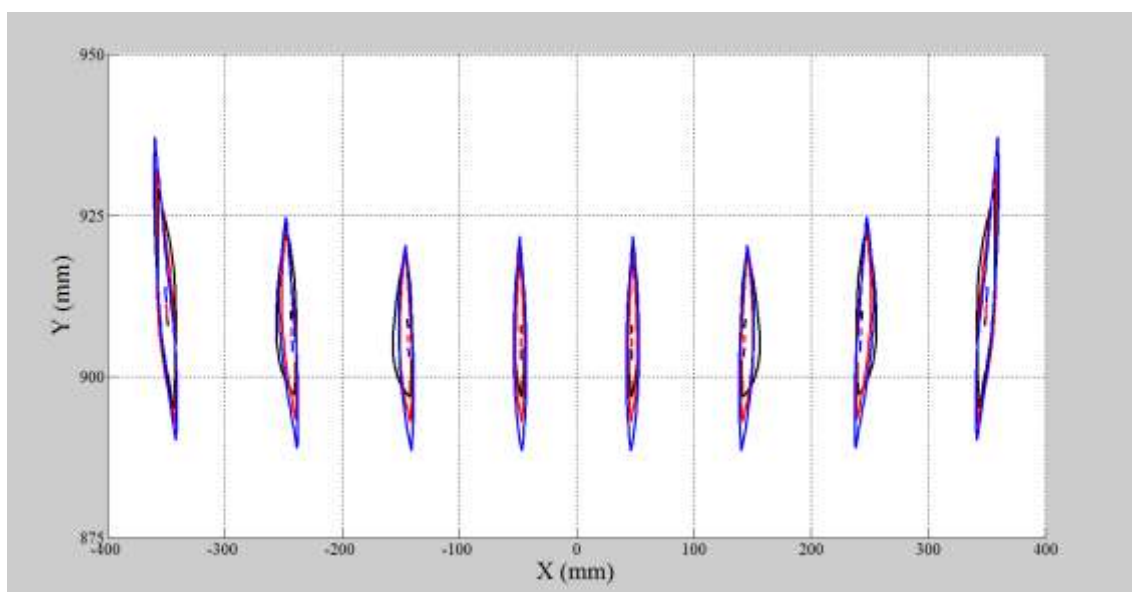


Figura 181: Comparación corte phi2 bocina 22 dB (negro) 24.43 dB (rojo) y 26.36 dB (azul)



## CORTE PHI 2

### TABLA DE RESULTADOS BOCINA RECTANGULAR CON D=26,36 dB

	Elemento 1				Elemento 2				Elemento 3				Elemento 4			
	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9534	0.2071	0.0466	-13.316	0.9629	0.1641	0.0371	-14.306	0.9712	0.1268	0.0288	-15.406	0.9719	0.1237	0.0281	-15.512
TASK 2	0.9390	0.2733	0.0610	-12.146	0.9478	0.2327	0.0522	-12.823	0.9551	0.1991	0.0449	-13.477	0.9572	0.1899	0.0428	-13.685
TASK 4	0.0008	30.633	0.9992	-0.0034	0.0010	29.903	0.9990	-0.0043	0.0011	29.588	0.9989	-0.0047	0.0011	29.463	0.9989	-0.0047
Prec 4m	0.9382				0.9468				0.9540				0.9561			
max E	0.0230				0.0250				0.0254				0.0286			
Factor mejora	-20.675				-19.300				-18.530				-17.297			

	Elemento 5				Elemento 6				Elemento 7				Elemento 8			
	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9719	0.1237	0.0281	-15.512	0.9712	0.1268	0.0288	-15.406	0.9629	0.1641	0.0371	-14.306	0.9534	0.2071	0.0466	-13.316
TASK 2	0.9572	0.1899	0.0428	-13.685	0.9551	0.1991	0.0449	-13.477	0.9478	0.2327	0.0522	-12.823	0.9390	0.2732	0.0610	-12.146
TASK 4	0.0011	29.455	0.9989	-0.0047	0.0011	29.587	0.9989	-0.0047	0.0010	29.845	0.9990	-0.0043	0.0008	30.568	0.9992	-0.0034
Prec 4m	0.9561				0.9540				0.9468				0.9382			
max E	0.0286				0.0254				0.0250				0.0230			
Factor mejora	-17.297				-18.530				-19.300				-20.675			

### 7.3.2-Análisis de los resultados obtenidos en las simulaciones para las 3 directividades y elección de la directividad optima para el diseño del sistema

A la hora de tomar una decisión sobre qué directividad emplear en los elementos del array se ha tenido en cuenta que, para que el comportamiento sea óptimo, los resultados de las simulaciones deben cumplir los siguientes aspectos:

1. La potencia relativa recibida a 4 metros (Prec4m) debe ser lo más alta posible. De esta manera se perderá menos potencia en la trayectoria de los rayos, es decir, el Spillover y la potencia de Bloqueo serán para este caso lo menor posible.
2. El valor máximo de campo eléctrico (maxE) se pretende que sea lo más elevado posible, pero, a su vez, tiene que ser más o menos constante para todos los elementos para que todos trabajen por igual y sea efectivo el sistema.
3. El Factor mejora debe ser alto, para mejorar la calidad del sistema frente al ruido todo lo que se pueda. Pero, por otro lado, al igual que en el caso del maxE, lo que se quiere es que el valor del factor mejora sea lo más constante posible para todos los elementos, de manera que estén todos igual ecualizados.

Teniendo en cuenta los aspectos que se acaban de explicar, se ha realizado el siguiente estudio del corte normal:

**Potencia recibida en el plano presente a 4 metros** debida a la radiación de los elementos del array:

- Bocinas **22 dB**:  
La potencia relativa recibida a 4 metros varía entre **0.7640** (elementos 4 y 5) y **0.8172** (elementos 1 y 8).
- Bocinas **24.43 dB**:  
En este caso la potencia relativa oscila entre **0.7960** (elementos 4 y 5) y **0.8533** (elementos 1 y 8).
- Bocinas **26.36 dB**:  
La variación de potencia para la tercera directividad elegida se sitúa entre **0.8294** (elementos 4 y 5) y **0.8703** (elementos 1 y 8).

La potencia relativa recibida más alta se obtiene siempre en los elementos 1 y 8, éste hecho es lógico ya que son los elementos que se encuentran en los extremos y por tanto la radiación que emiten casi no posee efecto de bloqueo.

En el lado opuesto se encuentran los elementos centrales del array (4 y 5). Estos dos elementos producen una potencia relativa recibida a 4m menor que en el resto de las posiciones del array porque son los que se encuentran más “centrados” en el sistema y por tanto su radiación sí que sufre un fuerte efecto de bloqueo debido a la presencia del subreflector en la trayectoria de los haces.

Fijándose en los valores de potencia obtenidos, la directividad escogida para el array sería 26.36 dB, ya que es la directividad que menor variación relativa tiene, pero hay más aspectos a tener en cuenta a la hora de tomar la decisión. A continuación se prosigue con el estudio del campo eléctrico máximo existente a 4 metros.

**Campo eléctrico máximo (maxE) presente a 4 metros** debido a la radiación de los elementos del array:

Se analiza a continuación los valores máximos y mínimos obtenidos de las simulaciones para determinar con qué directividad hay menor variación del campo eléctrico presente a 4 metros entre los elementos del array.

- Bocinas **22 dB**:  
El mayor maxE a 4 metros es **0.0307** (elementos 4 y 5) y el menor **0.0291** (elementos 1 y 8). La diferencia entre ambos es por tanto **0.0016**.
- Bocinas **24.43 dB**:  
Los valores máximo y mínimo del maxE son respectivamente **0.0351** (elementos 4 y 5) y **0.0329** (elementos 1 y 8). La variación de campo eléctrico entre elementos será entonces **0.0022**.
- Bocinas **26.36 dB**:  
Para este valor de directividad se han obtenido unos valores de maxE que varían entre **0.0349** (elementos 3 y 6) y **0.0331** (elementos 4 y 5). La diferencia entre los 2 valores es de **0.0018**.

De los resultados anteriores se deduce que los elementos centrales son los que producen un campo eléctrico mayor a 4 metros y que éste va disminuyendo conforme los elementos se alejan del origen del sistema.

Para la directividad de 26.36 dB ocurre un hecho extraño, los elementos 4 y 5 producen el menor campo eléctrico de todas las posiciones del array y sus elementos adyacentes (3 y 6) son los que producen en este caso el campo eléctrico máximo. Se ha pensado que esto puede ocurrir porque a esta directividad se acentúa el efecto de bloqueo y impide que llegue más campo eléctrico al plano de 4 metros.

Volviendo de nuevo a los resultados de las simulaciones y teniendo en cuenta que lo que se quiere es una variación mínima entre los campos maxE producidos por los elementos, habría que elegir como directividad óptima para este caso la de 22 dB ( $\Delta\text{maxE}=0.016$ ).

También se debe tener en cuenta que el maxE debe ser cuanto más elevado mejor, este hecho lo cumplirían las bocinas de 26.36 dB ( $\text{maxE} = 0.0349$ ) para las que su  $\Delta\text{maxE}=0.0018$ .

Como la diferencia de  $\Delta\text{maxE}$  entre las bocinas de 22 dB y de 26.36 dB es pequeña (0.002), y dado que el campo eléctrico máximo a 4 metros se consigue con las bocinas de 26.36 dB, se concluye con que, para esta parte del estudio, al igual que para el punto anterior, las bocinas de 26.36 dB serían elegidas para el diseño del array receptor.

**Factor mejora del sistema:**

El último punto a tener en cuenta para tomar la decisión final es el Factor mejora del sistema, esta relación, como ya se ha comentado con anterioridad, debe ser alta y a su vez lo más constante posible en todos los elementos del array (al igual que el maxE).

➤ **Bocinas 22 dB:**

El Factor mejora más bajo se obtiene en los elementos centrales (**-23.986 dB**) y la más alto en los elementos exteriores (**-23.341 dB**). La diferencia entre ambos valores es **-0.645 dB**.

➤ **Bocinas 24.43 dB:**

Al igual que en el caso de 22 dB los elementos centrales producen el Factor mejora más bajo (**-22.190 dB**) y los externos el más elevado (**-21.320 dB**). Para este caso la variación del Factor mejora entre elementos es de **-0.870 dB**.

➤ **Bocinas 26.36 dB:**

Al igual que en el caso del maxE, las bocinas 26.36 dB se comportan de una manera diferente con respecto a las otras 2 directividades elegidas para el estudio. Dado que para los elementos centrales el campo eléctrico disminuye en vez de aumentar (debido al aumento del efecto de bloqueo para esta directividad) el Factor mejora más bajo se encuentra en los elementos centrales (**-21.923 dB**) cabe destacar que este factor baja bastante con respecto a sus elementos adyacentes (**-21.113 dB**). Por otro lado, el Factor mejora más alto se encuentra de nuevo en los elementos exteriores (**-20.628 dB**). La diferencia entre los valores máximo y mínimo del Factor mejora es de **-1.295 dB** pero si no tenemos en cuenta los elementos centrales es de **-0.485 dB**. Esto quiere decir que casi todos los elementos están igual ecualizados, salvo los elementos centrales, los cuales sufren más el efecto de bloqueo debido a su posición en el sistema.

Como lo que se pretende es que este Factor mejora sea lo más alto posible, la elección de las bocinas de 26.36 dB será la más adecuada para este caso a pesar de que los elementos centrales se encuentren menos ecualizados respecto al resto (ya que los demás dan lugar a un Factor mejora muy similar entre ellos).

Además, como también se ha elegido esta directividad en los otros dos casos anteriores del estudio (Potencia relativa recibida a 4 metros y maxE), se puede concluir diciendo que **la mejor elección de directividad de bocinas para el sistema estudiado es 26.36 dB** y por tanto serán este tipo de bocinas las que se utilizaran para el diseño final real del dispositivo de captación de imágenes.

Como ya se ha comentado con anterioridad, a la hora de simular para obtener los resultados se han realizado los cálculos de los elementos 1-4 en el punto (180,180) de la elipse imagen que se forma mediante el giro de los espejos y los de los elementos 5-8 en el punto (0,0).

A continuación vamos a observar la diferencia entre el caso que se ha estudiando y el caso contrario utilizando como receptores las bocinas elegidas, 26.36 dB. Ahora se han situado los espejos de manera que para los elementos 1-4 del array se calcularía el punto (0,0) de la elipse y para los elementos 5-8 el punto (180,180).

Los cortes de los haces a -3 dB en los puntos que se han explicado para este caso son representados en la Figura 182:

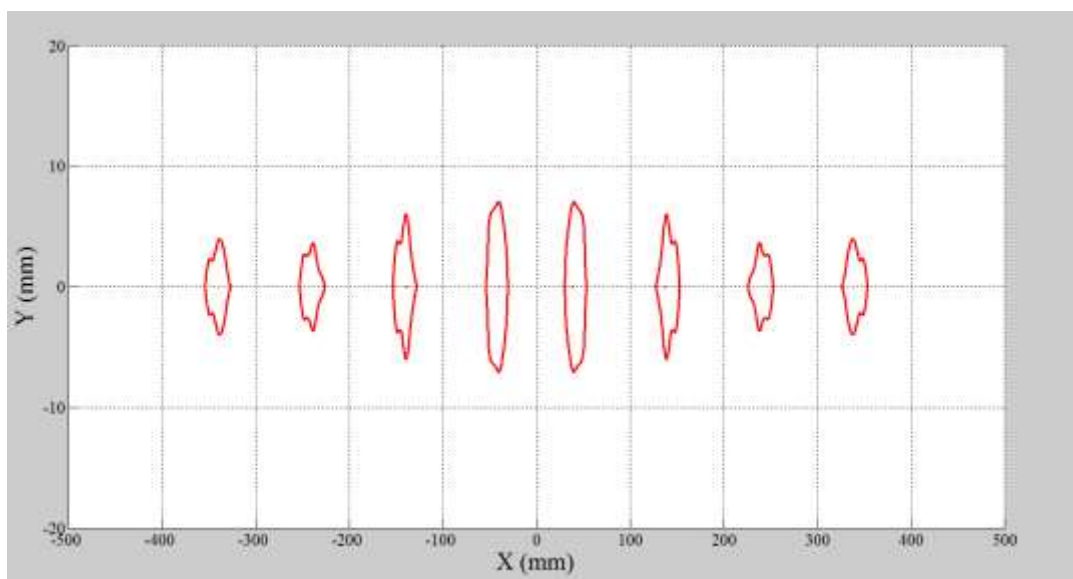


Figura 182: Cortes haces a -3dB cambiando los puntos de cálculo de resultados

Comparando los resultados de la Figura 182 con los obtenidos en el caso contrario ya calculado (Figura 183) podemos observar las diferencias:

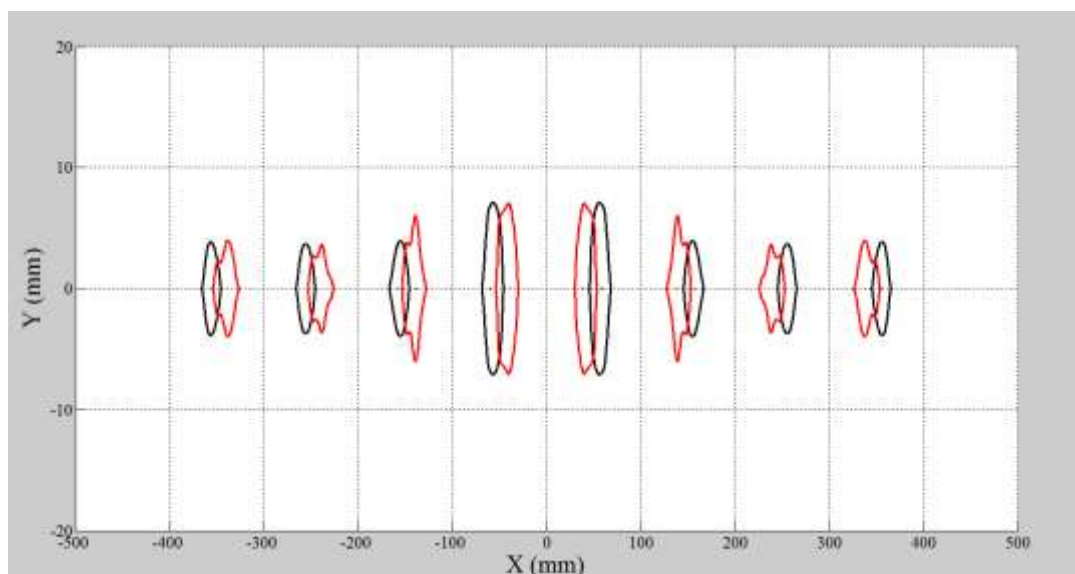


Figura 183: Comparación de nuevos resultados (rojo) con los resultados anteriores (negro)

De las imágenes anteriores se puede deducir que, cambiando los puntos del cálculo de resultados los haces se distorsionan, ya no son simétricos respecto a si mismos como en el caso contrario, esto se debe a que al cambiar el punto de cálculo se produce un desplazamiento de los haces, provocando que estos dejen de ser simétricos. Ahora bien, hay que analizar los resultados numéricos para ver cuál de los dos casos es mejor ya que solo con los haces no se puede obtener una conclusión clara.

A continuación se adjunta la tabla de resultados correspondiente a los elementos 1-4 calculados en el punto (0,0) y a los elementos 5-8 calculados en el punto (180,180) de la elipse imagen:

## CORTE NORMAL

TABLA DE RESULTADOS BOCINA RECTANGULAR CON D=26,36 dB elementos 1-4 en el punto (0, 0) y 5-8 en el punto (180,180)

	Elemento 1				Elemento 2				Elemento 3				Elemento 4			
	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9435	0.2523	0.0565	-12.479	0.9612	0.1718	0.0388	-14.111	0.9671	0.1451	0.0329	-14.828	0.9727	0.1198	0.0273	-15.638
TASK 2	0.9310	0.3104	0.0690	-11.611	0.9351	0.2914	0.0649	-11.877	0.9430	0.2548	0.0570	-12.441	0.9484	0.2300	0.0516	-12.873
TASK 4	0.1919	7.167	0.8081	-0.9253	0.1715	7.655	0.8285	-0.817	0.1531	8.147	0.8469	-0.7216	0.1369	8.635	0.8631	-0.6393
Prec 4m	0.7391				0.7636				0.7899				0.8115			
max E	0.0233				0.0259				0.0289				0.0316			
Factor mejora	-26.817				-25.470				-24.006				-22.759			

	Elemento 5				Elemento 6				Elemento 7				Elemento 8			
	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9727	0.1198	0.0273	-15.638	0.9671	0.1451	0.0329	-14.828	0.9612	0.1718	0.0388	-14.111	0.9435	0.2523	0.0565	-12.479
TASK 2	0.9484	0.2300	0.0516	-12.873	0.9429	0.2551	0.0571	-12.433	0.9349	0.2922	0.0651	-11.877	0.9310	0.3105	0.0690	-11.611
TASK 4	0.1368	8.636	0.8632	-0.6388	0.1532	8.145	0.8468	-0.7221	0.1713	7.660	0.8287	-0.816	0.1919	7.167	0.8081	-0.9253
Prec 4m	0.8116				0.7897				0.7636				0.7391			
max E	0.0316				0.0289				0.0259				0.0233			
Factor mejora	-22.757				-24.010				-25.470				-26.817			



Se analizan a continuación los resultados obtenidos en ambos casos:

- Primer caso estudiado (elementos 1-4 calculados en el (180,180) y 5-8 en el (0,0)):
  - La **potencia recibida** a 4 metros oscila entre **0.8709** y **0.8294** dependiendo del elemento del array que se esté estudiando.
  - El **campo eléctrico máximo** presente a 4 metros varía entre **0.0331** y **0.0345**.
  - El **Factor mejora** obtenido oscila entre **-20.628** y **-21.923** dB.
  - Suceso anómalo en los elementos centrales, acentuación del efecto de bloqueo para esta directividad en estas posiciones del sistema.
- Segundo caso (elementos 1-4 calculados en el (0,0) y 5-8 en el (180,180)):
  - El rango de **potencia recibida** a 4 metros oscila entre **0.7391** y **0.8115**.
  - El **campo eléctrico** varía entre **0.0233** y **0.0316**.
  - El **Factor mejora** varía en el intervalo **-22.759** y **-26.817** dB.
  - En este caso no ocurre lo que en el anterior, los elementos centrales son los que más potencia y campo eléctrico reciben.

Comparando los resultados anteriores se puede decir que el mejor caso es el primero, ya que como se puede apreciar los valores numéricos obtenidos (tanto en potencia recibida presente a 4 metros como en el campo eléctrico y el Factor mejora) de las simulaciones en este caso son mejores que los obtenidos para la segunda configuración. Se puede concluir diciendo por tanto que se ha seleccionado la mejor configuración posible, de manera que se obtienen los mejores resultados.

Dado que el segundo caso da lugar a resultados diferentes y más bajos que el primero, se ha pensado aumentar el diámetro del reflector principal para que el spillover sea más bajo y los resultados sean similares al primer caso del estudio.

Para ello, se ha realizado una simulación de uno de los elementos de los extremos (elemento 1) pero aumentando esta vez el valor del radio del reflector principal a 500mm (antes 420mm).

Los resultados obtenidos de la simulación se han recopilado en la Figura 184:

	Elemento 1			
	Efi. Spill (lin)	Efi. Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9435	0.2523	0.0565	-12.479
TASK 2	0.9428	0.2558	0.0572	-12.426
TASK 4	0.1922	7.161	0.8078	-0.9269
Prec 4m	0.7506			
max E	0.0234			
Factor mejora	-26.584			

Figura 184: Resultados obtenidos al ampliar el tamaño del reflector principal

En cuanto a los cortes de los haces a -3 dB, la Figura 185 compara ambos casos:

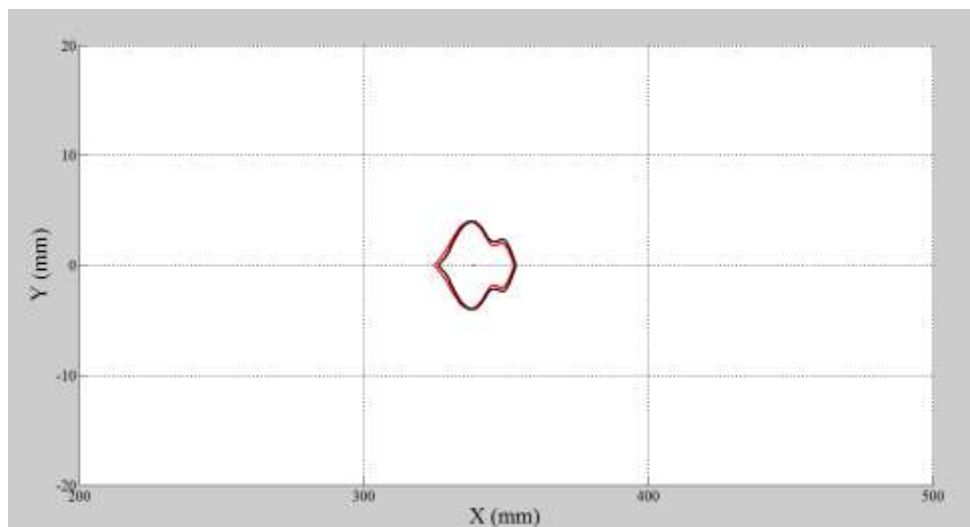


Figura 185: Comparación cortes de haz a -3 dB utilizando 420mm de radio en el ref.ppal (negro) y 500mm (rojo)

Como se puede apreciar, el corte de haz a -3 dB para este elemento utilizando un reflector principal de radio 500mm es prácticamente igual que el obtenido en el caso en el que el reflector principal es más pequeño.

Comparando los resultados obtenidos para ambos casos, se puede concluir diciendo que un aumento del diámetro del reflector principal no cambia mucho los resultados obtenidos, el Spillover sigue siendo elevado y por tanto las mejoras son mínimas.

Dicho esto, se seguirá eligiendo el primer caso del estudio para el cálculo de los resultados finales (elementos 1-4 calculados en el punto (180, 180) y 5-8 calculados en el punto (0, 0)) dado que de no se consiguen unos resultados mejores en el caso contrario.

### 7.3.3-Ampliación del array receptor a 16 elementos y comparación de los resultados obtenidos frente al caso del array formado por la mitad de elementos

Una vez realizado el estudio del array y haber elegido cual es la directividad óptima para las bocinas (26.36 dB) lo que se ha hecho es construir otro array con el doble de elementos que en el caso anterior.

Con esta ampliación de los elementos del array lo que se pretende es conseguir un barrido más completo del plano imagen situado a 4 metros, de esta manera la captación de imágenes será más eficaz.

A continuación la Figura 186 detalla la disposición de los elementos del array2 que se han utilizado a la hora de realizar las simulaciones:

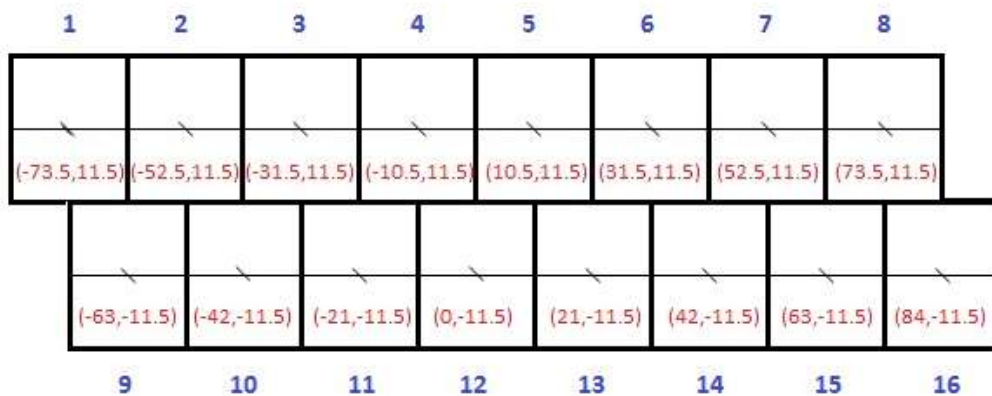


Figura 186: Vista frontal del array receptor tras haber ampliado su dimensión

En esta última parte del proyecto lo que se pretende es comparar ambos casos (array1 y array2) y sacar conclusiones sobre si convendría, o no, aumentar el número de bocinas que componen el array receptor.

Los resultados obtenidos en los cortes normal,  $\phi_1$  y  $\phi_2$  se detallan en las páginas siguientes.

En este caso, en vez de mostrar las gráficas de cada elemento por separado se ha suprimido este paso y se mostrarán directamente los cortes a -3 dB y las tablas de resultados ya que con la información que nos proporcionan es suficiente para obtener las conclusiones que se pretenden.

Corte normal: Los cortes de haces a -3 dB en el corte normal ampliando el array a 16 elementos se muestran en la Figura 187.

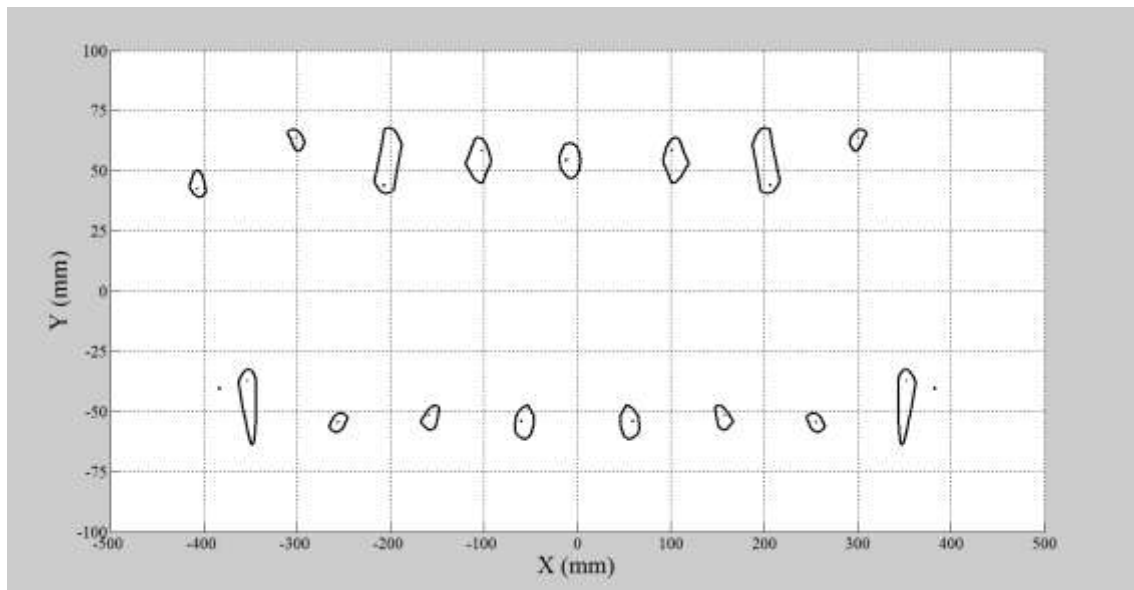


Figura 187: Cortes haces a -3 dB corte normal - array 2 bocinas 26.36 dB

Corte phi1: La Figura 188 muestra los resultados obtenidos para los cortes de haz a -3 dB en el corte phi1 para la directividad elegida.

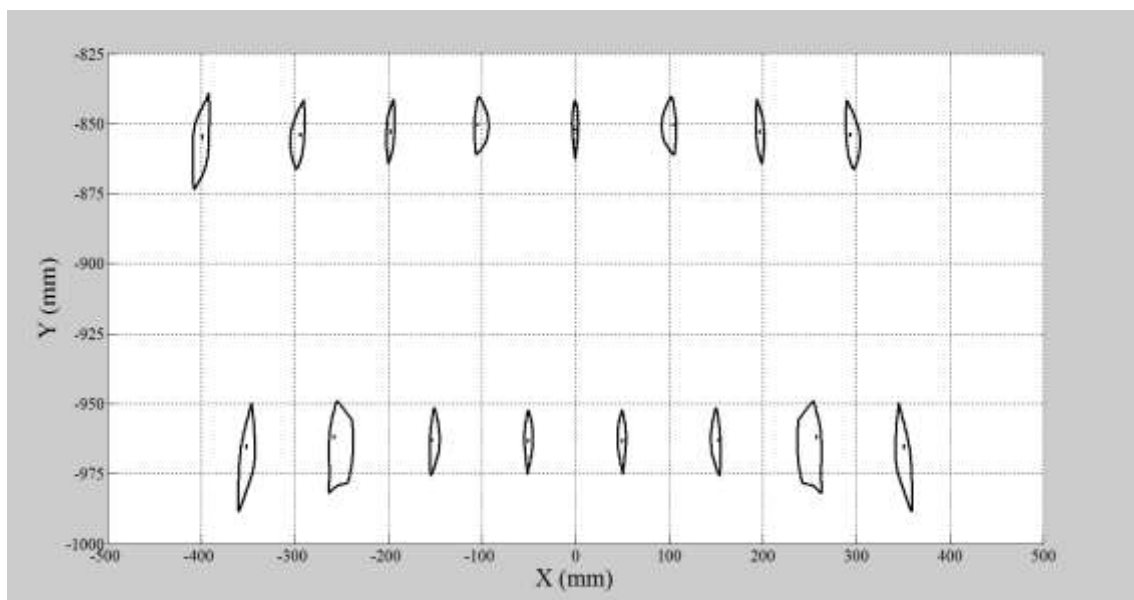


Figura 188: Cortes haces a -3 dB corte phi1 - array 2 bocinas 26.36 dB

Corte phi2: A continuación se muestra la Figura 189 en la que aparecen los cortes de haz a -3 dB para el corte phi2 utilizando como receptor el array 2.

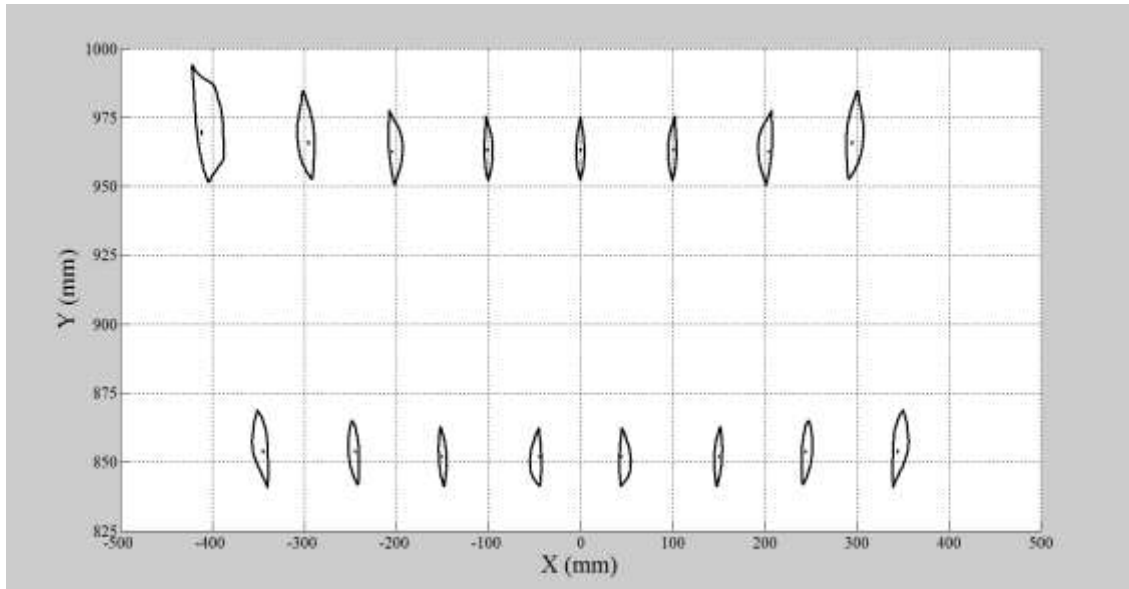


Figura 189: Cortes haces a -3 dB corte phi2 - array 2 bocinas 26.36 dB

Previamente a mostrar los resultados de las simulaciones, solo observando los cortes de los haces a -3 dB en el corte normal se puede determinar que en algunos de los elementos pasa algo extraño ya que los haces obtenidos para ellos son muy pequeños.

Sobre este hecho, se han obtenido 2 conclusiones:

1. Puede tratarse de un problema de resolución de GRASP a la hora del cálculo de los resultados. Esto se debe a que se ha realizado un corte de un plano a 4 metros y en este plano se han realizado los cortes radiales correspondientes a todos los elementos del array para el cálculo del campo eléctrico. Se debería probar cuales son los resultados haciendo planos independientes para cada elemento y a partir de ellos realizar los cortes radiales. Es probable que así el problema se solucione y la resolución de los elementos 1 y 8 mejore. De esta manera ambos elementos serían completamente validos para la fabricación del sistema real, solo se trataría un problema del software utilizado.
2. Por otro lado, si los resultados de las simulaciones tras realizar cortes independientes para elemento no varían, habrá que pensar en que estos dos elementos no reciben la suficiente potencia para realizar la captación de imagen y por tanto, podrían ser suprimidos del array.

Para saber en cuál de los 2 casos anteriores nos encontramos, se va a realizar una simulación del elemento 1 del array2 utilizando un plano de captación individual para sí mismo y no para el sistema completo, observando así cómo son los cortes de los haces a -3 dB para este caso. Dicho resultado se muestra en la Figura 190:

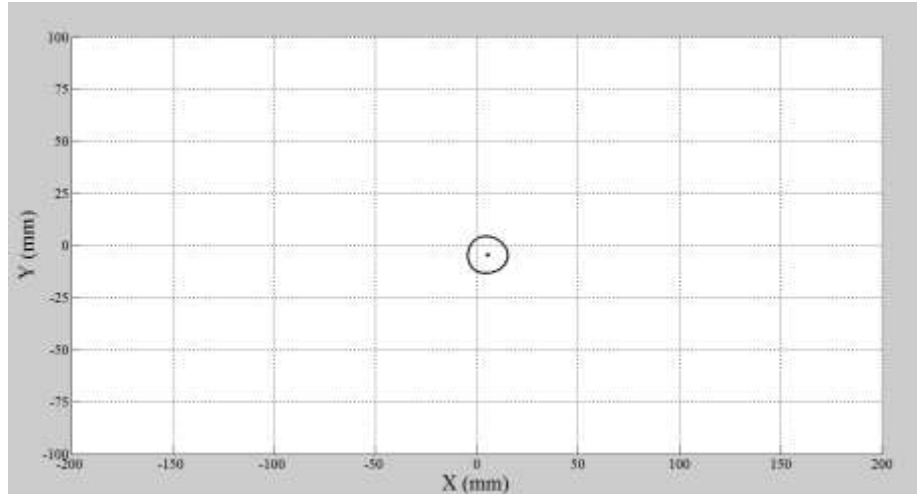


Figura 190: Corte del haz a -3 dB para el elemento 1 del array 2 poniendo un plano individual para dicho elemento

Como se puede observar en la Figura 190 ahora el corte del haz a -3 dB es mucho mas circular y se asemeja a los obtenidos para las demás posiciones del array, de esta manera se ha comprobado que los resultados obtenidos para los elementos exteriores en realidad no son reales, sino que se debe al problema de resolución de GRASP9 que ya se ha comentado.

Por último, y comparando los resultados de los elementos del array 2 completo con los haces del array1 se puede decir que para este nuevo caso los cortes de haz son más pequeños, por lo que si los reflectores estuvieran estáticos, captarían menos imagen que en el caso del array1. Pero debido a que los espejos realizan un barrido perpendicular, se consigue captar más zona de imagen que en el caso del array1.

A continuación se adjuntan las tablas de resultados para los 3 cortes.

## CORTE NORMAL

	Elemento 1				Elemento 2				Elemento 3				Elemento 4			
	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9559	0.1954	0.0441	-13.555	0.9644	0.1570	0.0356	-14.485	0.9713	0.1262	0.0287	-15.421	0.9708	0.1285	0.0292	-15.346
TASK 2	0.9374	0.2807	0.0626	-12.034	0.9452	0.2447	0.0548	-12.612	0.9521	0.2129	0.0479	-13.196	0.9504	0.2208	0.0496	-13.045
TASK 4	0.0670	11.732	0.9330	-0,3011	0.0852	10.691	0.9148	-0,3867	0.1059	9.750	0.8941	-0,4891	0.1210	9.170	0.8790	-0,5601
Prec 4m	0.8704				0.8600				0.8462				0.8294			
max E	0.0084				0.0347				0.0323				0.0328			
Factor mejora	-32.640				-20.654				-21.685				-22.002			

	Elemento 5				Elemento 6				Elemento 7				Elemento 8			
	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9725	0.1207	0.0275	-15.606	0.9713	0.1262	0.0287	-15.421	0.9644	0.1570	0.0356	-14.485	0.9559	0.1954	0.0441	-13.555
TASK 2	0.9482	0.2306	0.0518	-12.856	0.9521	0.2129	0.0479	-13.196	0.9452	0.2447	0.0548	-12.612	0.9375	0.2801	0.0625	-12.041
TASK 4	0.1363	8.654	0.8637	-0,6363	0.1059	9.748	0.8941	-0,4891	0.0852	10.691	0.9148	-0,3867	0.0671	11.731	0.9329	-0,3016
Prec 4m	0.8119				0.8462				0.8600				0.8704			
max E	0.0328				0.0323				0.0347				0.0084			
Factor mejora	-22.426				-21.685				-20.654				-32.640			

	Elemento 9				Elemento 10				Elemento 11				Elemento 12			
	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9610	0.1724	0.0390	-14.089	0.9689	0.1368	0.0311	-15.072	0.9710	0.1274	0.0290	-15.376	0.9718	0.1239	0.0282	-15.497
TASK 2	0.9421	0.2587	0.0579	-12.373	0.9496	0.2245	0.0504	-12.975	0.9517	0.2147	0.0483	-13.160	0.9494	0.2252	0.0506	-12.958
TASK 4	0.0767	11.151	0.9233	-0,3467	0.0960	10.175	0.9040	-0,4383	0.1136	9.446	0.8864	-0,523	0.1289	8.897	0.8711	-0,5993
Prec 4m	0.8654				0.8536				0.8381				0.8205			
max E	0.0210				0.0181				0.0275				0.0319			
Factor mejora	-24.846				-26.501				-23.305				-22.464			

	Elemento 13				Elemento 14				Elemento 15				Elemento 16			
	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9710	0.1274	0.0290	-15.376	0.9689	0.1368	0.0311	-15.072	0.9610	0.1724	0.0390	-14.089	0.9395	0.2707	0.0605	-12.182
TASK 2	0.9517	0.2147	0.0483	-13.160	0.9496	0.2244	0.0504	-12.975	0.9422	0.2586	0.0578	-12.380	0.9210	0.3573	0.0790	-11.023
TASK 4	0.1135	9.446	0.8865	-0,5232	0.0960	10.174	0.9040	-0,4383	0.0767	11.149	0.9233	-0,3467	0.0471	13.266	0.9529	-0,2095
Prec 4m	0.8382				0.8536				0.8655				0.8739			
max E	0.0274				0.0181				0.0210				0.0186			
Factor mejora	-23.334				-26.501				-24.842				-25.616			



## CORTE PHI 1

	Elemento 1				Elemento 2				Elemento 3				Elemento 4			
	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9336	0.2982	0.0664	-11.778	0.9445	0.2479	0.0555	-12.557	0.9579	0.1867	0.0421	-13.757	0.9647	0.1558	0.0353	-14.522
TASK 2	0.9064	0.4266	0.0936	-10.287	0.9182	0.3703	0.0818	-10.872	0.9310	0.3102	0.0690	-11.611	0.9359	0.2877	0.0641	-11.931
TASK 4	0.0021	26.654	0.9979	-0,0091	0.0028	25.403	0.9972	-0,0121	0.0032	24.938	0.9968	-0,0139	0.0033	24.788	0.9967	-0,0143
Prec 4m	0.9043				0.9154				0.9278				0.9326			
max E	0.0227				0.0211				0.0299				0.0323			
Factor mejora	-22.688				-22.788				-19.071				-18.102			

	Elemento 5				Elemento 6				Elemento 7				Elemento 8			
	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9647	0.1558	0.0353	-14.522	0.9579	0.1867	0.0421	-13.757	0.9445	0.2479	0.0555	-12.557	0.9336	0.2982	0.0664	-11.778
TASK 2	0.9359	0.2877	0.0641	-11.931	0.9310	0.3102	0.0690	-11.611	0.9182	0.3703	0.0818	-10.872	0.9064	0.4266	0.0936	-10.287
TASK 4	0.0033	24.787	0.9967	-0,0143	0.0032	24.938	0.9968	-0,0139	0.0028	25.378	0.9972	-0,0121	0.0021	26.625	0.9979	-0,0091
Prec 4m	0.9326				0.9278				0.9154				0.9043			
max E	0.0323				0.0299				0.0211				0.0227			
Factor mejora	-18.102				-19.071				-22.788				-22.688			

	Elemento 9				Elemento 10				Elemento 11				Elemento 12			
	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9367	0.2837	0.0633	-11.985	0.9498	0.2235	0.0502	-12.992	0.9611	0.1720	0.0389	-14.100	0.9647	0.1558	0.0353	-14.522
TASK 2	0.9068	0.4246	0.0932	-10.305	0.9198	0.3627	0.0802	-10.958	0.9286	0.3217	0.0714	-11.463	0.9299	0.3154	0.0701	-11.542
TASK 4	0.0040	23.920	0.9960	-0,0174	0.0043	23.600	0.9957	-0,0187	0.0045	23.448	0.9955	-0,0195	0.0045	23.383	0.9955	-0,0195
Prec 4m	0.9028				0.9155				0.9241				0.9254			
max E	0.0260				0.0334				0.0312				0.0382			
Factor mejora	-21.577				-18.793				-18.919				-17.086			

	Elemento 13				Elemento 14				Elemento 15				Elemento 16			
	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9611	0.1720	0.0389	-14.100	0.9498	0.2235	0.0502	-12.992	0.9367	0.2837	0.0633	-11.985	0.9232	0.3468	0.0768	-11.146
TASK 2	0.9286	0.3217	0.0714	-11.463	0.9198	0.3627	0.0802	-10.958	0.9068	0.4246	0.0932	-10.305	0.8954	0.4796	0.1046	-9.804
TASK 4	0.0045	23.447	0.9955	-0,0195	0.0043	23.591	0.9957	-0,0187	0.0040	23.910	0.9960	-0,0174	0.0033	24.699	0.9967	-0,0143
Prec 4m	0.9241				0.9155				0.9028				0.8921			
max E	0.0312				0.0334				0.0260				0.0239			
Factor mejora	-18.919				-18.793				-21.577				-22.762			



## CORTE PHI 2

	Elemento 1				Elemento 2				Elemento 3				Elemento 4			
	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9316	0.3073	0.0684	-11.649	0.9427	0.2559	0.0573	-12.418	0.9563	0.1937	0.0437	-13.595	0.9638	0.1597	0.0362	-14.412
TASK 2	0.9021	0.4473	0.0979	-10.092	0.9129	0.3955	0.0871	-10.599	0.9254	0.3363	0.0746	-11.272	0.9297	0.3164	0.0703	-11.530
TASK 4	0.0037	24.221	0.9963	-0,0161	0.0042	23.720	0.9958	-0,0182	0.0044	23.502	0.9956	-0,0191	0.0045	23.400	0.9955	-0,0195
Prec 4m	0.8984				0.9087				0.9210				0.9252			
max E	0.0248				0.0290				0.0355				0.0323			
Factor mejora	-22.179				-20.356				-17.971				-18.554			

	Elemento 5				Elemento 6				Elemento 7				Elemento 8			
	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9638	0.1597	0.0362	-14.412	0.9563	0.1937	0.0437	-13.595	0.9427	0.2559	0.0573	-12.418	0.9316	0.3073	0.0684	-11.649
TASK 2	0.9297	0.3164	0.0703	-11.530	0.9254	0.3363	0.0746	-11.272	0.9129	0.3955	0.0871	-10.599	0.9021	0.4473	0.0979	-10.092
TASK 4	0.0045	23.402	0.9955	-0,0195	0.0044	23.503	0.9956	-0,0191	0.0042	23.707	0.9958	-0,0182	0.0037	24.212	0.9963	-0,0161
Prec 4m	0.9252				0.9210				0.9087				0.8984			
max E	0.0323				0.0355				0.0290				0.0248			
Factor mejora	-18.554				-17.971				-20.356				-22.179			

	Elemento 9				Elemento 10				Elemento 11				Elemento 12			
	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9384	0.2758	0.0616	-12.104	0.9515	0.2156	0.0485	-13.142	0.9623	0.1666	0.0377	-14.236	0.9654	0.1526	0.0346	-14.609
TASK 2	0.9117	0.4014	0.0883	-10.540	0.9253	0.3369	0.0747	-11.266	0.9344	0.2944	0.0656	-11.830	0.9362	0.2860	0.0638	-11.951
TASK 4	0.0025	25.864	0.9975	-0,0108	0.0030	25.105	0.9970	-0,013	0.0032	24.836	0.9968	-0,0139	0.0033	24.750	0.9967	-0,0143
Prec 4m	0.9092				0.9223				0.9312				0.9329			
max E	0.0220				0.0269				0.0315				0.0326			
Factor mejora	-22.732				-20.252				-18.409				-18.002			

	Elemento 13				Elemento 14				Elemento 15				Elemento 16			
	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)	Efi.Spill (lin)	Efi.Spill (dB)	Spillover (lin)	Spillover (dB)
TASK 1	0.9623	0.1666	0.0377	-14.236	0.9515	0.2156	0.0485	-13.142	0.9384	0.2758	0.0616	-12.104	0.9259	0.3342	0.0741	-11.301
TASK 2	0.9344	0.2944	0.0656	-11.830	0.9253	0.3369	0.0747	-11.266	0.9117	0.4013	0.0883	-10.540	0.8988	0.4630	0.1012	-9.948
TASK 4	0.0032	24.842	0.9968	-0,0139	0.0030	25.106	0.9970	-0,013	0.0025	25.860	0.9975	-0,0108	0.0015	28.206	0.9985	-0,0065
Prec 4m	0.9312				0.9223				0.9092				0.8973			
max E	0.0315				0.0269				0.0219				0.0182			
Factor mejora	-18.409				-20.252				-22.732				-24.914			

Tras observar los resultados de las simulaciones para cada elemento del array ampliado se puede concluir diciendo que:

- La potencia relativa recibida a 4 metros debida a la radiación de cada uno de los elementos es muy similar al caso del array simple, esta varía entre el 81 y 87% dependiendo de donde se encuentre posicionado el elemento en el sistema de coordenadas.
- En cuanto al campo eléctrico maxE, se observa en las tablas de resultados que, independientemente de que se ha variado la altura (eje y) de los elementos que componen el nuevo array, el orden del campo eléctrico es similar, en torno a 0.03 y con muy poca variación entre los elementos del array extendido.

Otro hecho que también debe ser mencionado es que el acontecimiento “extraño” que ocurría en el array simple por el que el campo eléctrico en los elementos centrales era menor que en resto de directividades, no ocurre esta vez. Se ha pensado que esto se debe precisamente a la variación de la altura de los elementos del array a +/- 11.5 mm en el eje y, lo que produce que el efecto de bloqueo sea menor y permite una mayor radiación de los elementos centrales del sistema sobre el plano imagen a 4 metros del sistema.

- Por último, en cuanto al Factor mejora de cada elemento se puede ver en las tablas adjuntas que el array superior y el inferior se comportan de diferente manera.

Por un lado, el array superior posee un Factor mejora que varía entre -20.654 dB y -22.002 dB. Este valor se acerca mucho al comportamiento del array simple.

Por el contrario, los elementos que componen el array inferior poseen un Factor mejora más bajo debido simplemente al desplazamiento de los elementos en el espacio y a la disposición de los espejos. El Factor de mejora varía entre -26.501 dB y -22.464 dB en este caso, dependiendo del elemento que se trate.

Para concluir con el análisis del array extendido se puede decir que, para que el barrido perpendicular de los reflectores sea más efectivo y se realice una mejora en la captación de las imágenes, es necesario aumentar el número de elementos que componen el array receptor. De esta manera la zona de barrido queda mejor cubierta y esto supone una mayor resolución de las imágenes captadas.

Ahora bien, habrá que saber si realmente la mejora de resolución merece la pena. Ya que, como es obvio, el aumento de receptores supone un aumento de coste importante, y se debe pensar si compensa el aumento de coste del sistema con el fin de obtener unos mejores resultados a la hora de realizar la captación de imágenes.

## 7.4-Diseño mecánico

El proceso final de fabricación de la cámara de imágenes trabajando en el rango de THz se realiza dividiendo el sistema total en 3 partes:

- Caja óptica: En su interior se encuentra el dispositivo que realiza la captación de las imágenes.
- Chasis: Estructura que soporta todo el conjunto y permite que se anclen los componentes secundarios a la caja óptica.
- Carenado y protección exterior fabricados en material inoxidable.

El sistema es sencillo de montar y se muestra en la Figura 191. La caja óptica se sujeta al chasis que a su vez es ocultado por un carenado de acero inoxidable que dota al dispositivo un aspecto industrial.

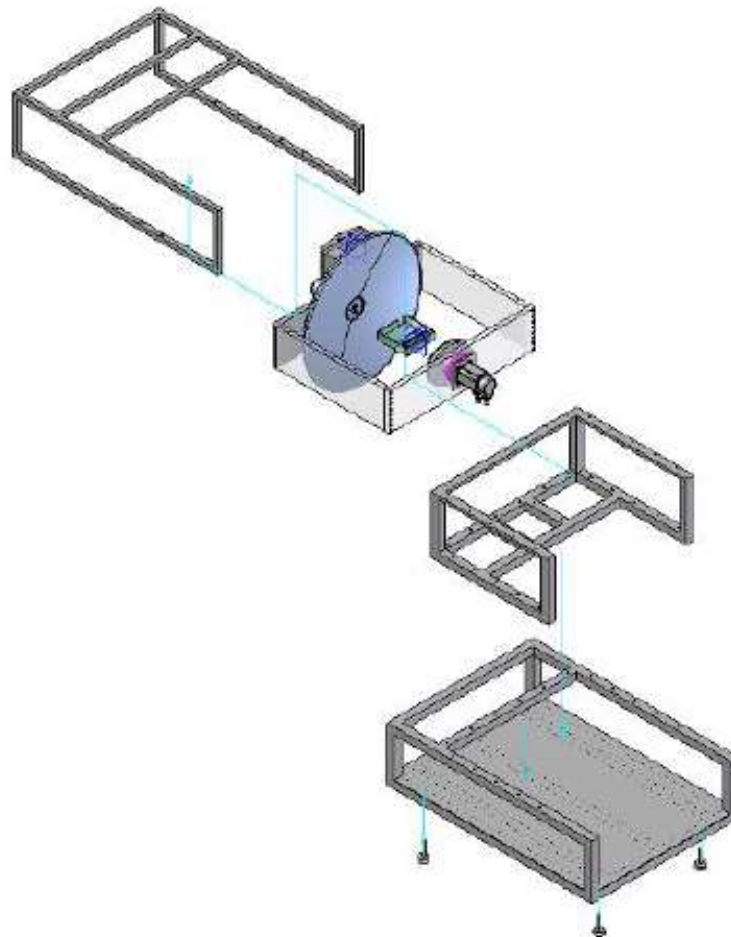


Figura 191: Visión global del dispositivo

#### 7.4.1- Caja óptica

Es el lugar de la cámara en la que se encuentran integrados todos los elementos que se necesitan para el correcto funcionamiento del dispositivo (ver Figura 192), es decir, en su interior se encuentra el sistema óptico que se ha estudiado en este proyecto.

Hay que tener en cuenta que las tolerancias de posicionamiento (márgenes de error a la hora de colocar las piezas en la caja óptica) es de 0.01mm, este dato es muy importante ya que la cámara de captación de imágenes que se ha diseñado basa su funcionamiento en la reflexión de los haces de luz que radian los objetos y por tanto, para que los haces converjan todos en un punto determinado (donde se colocara el array receptor) la alineación de los elementos debe ser muy precisa.

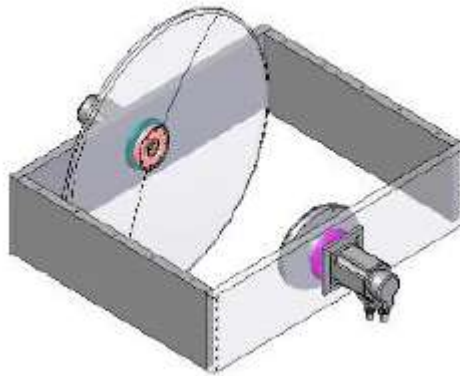


Figura 192: Caja óptica

Como se observa en la figura superior, en un lado de la caja óptica se monta el reflector principal y en la pared de enfrente el subreflector. Ambos reflectores se fijan a la caja óptica mediante una cuña que les proporciona la inclinación adecuada. Esta cuña se une a un rodamiento que permite ajustar la inclinación relativa de cada uno de los espejos.

#### 7.4.2- Reflectores

La fabricación de los reflectores se ha realizado en dos fases: repulsado y mecanizado.

El proceso de repulsado consiste en fijar una chapa metálica contra un molde que rota a altas velocidades y va deformando la chapa para darle la forma deseada. De esta manera se han fabricado unos moldes acordes con las medidas de los reflectores para la fase de repulsado, dichos moldes tienen el aspecto mostrado en la Figura 193.



Figura 193: Molde utilizado en la fase de repulsado

La segunda fase en el proceso de fabricación de los reflectores es el mecanizado y estabilizado de los espejos. Mediante esta fase se consigue liberar las tensiones internas del material y evitar cualquier fuerza que pueda deformar los espejos. La Figura 194 muestra el resultado final de los reflectores.

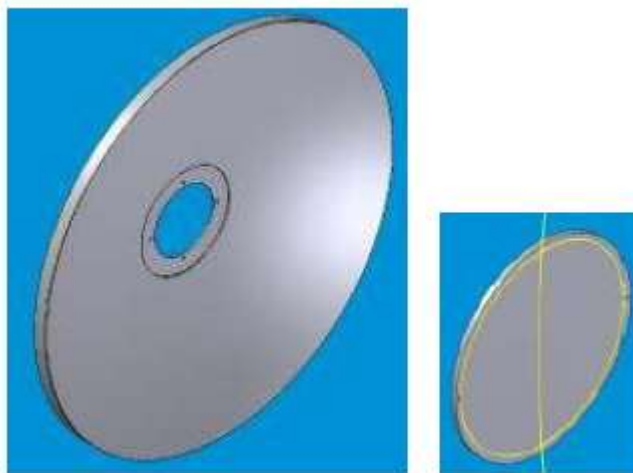


Figura 194: Reflector primario (izq) y subreflector (der)

### 7.4.3- Chasis y Carenado

El chasis se ha fabricado como estructura mecano soldada de tubo pavonado negro para evitar oxidaciones y a su vez dándole un toque estético (ver Figura 196).

La Figura 195 muestra como se han colocado todos los elementos de la cámara en el interior del chasis:

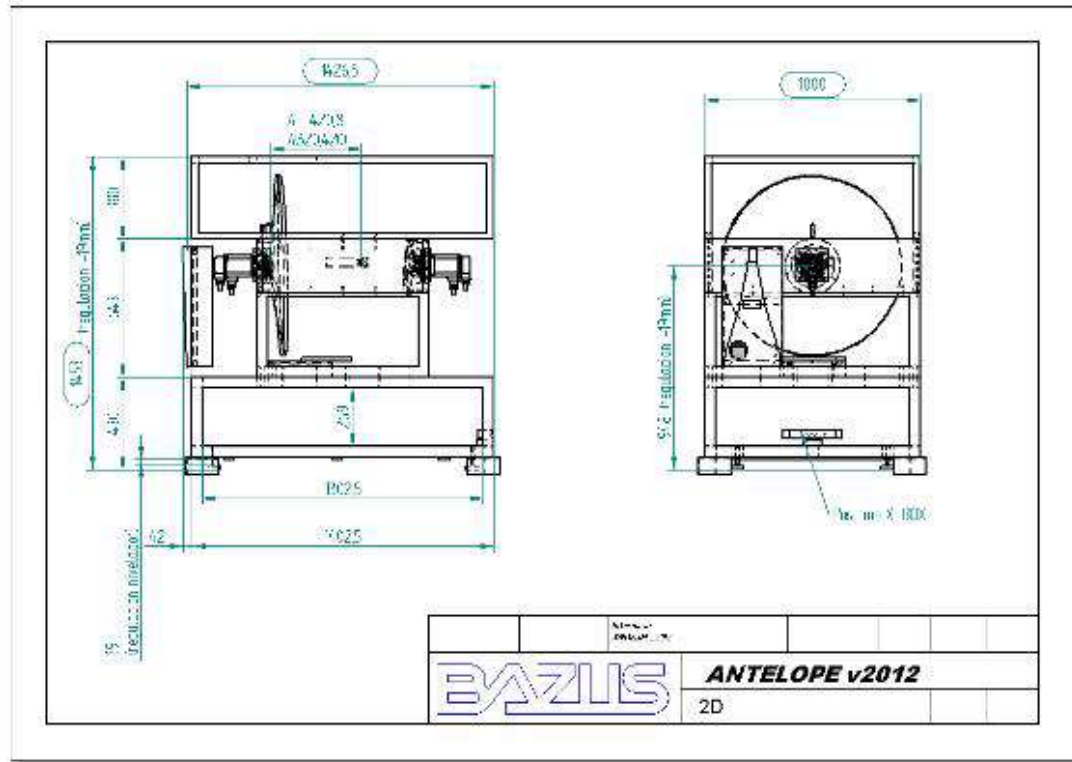


Figura 195: Plano del chasis y caja óptica

Para refrigerar el interior del dispositivo se han introducido en el carenado 4 ventiladores con sus respectivos filtros.

La parte frontal del dispositivo se muestra en la Figura 197 y es donde se realiza el escaneo de imágenes, en este lado en vez de metal se ha introducido un plástico de baja densidad que permite pasar la luz.

En la parte inferior de la maquina se ha integrado un sistema de control que mediante una interfaz permite vía wifi conectarse con el servidor del fabricante para tareas de mantenimiento o programado. Además, este sistema de control tiene una función de auto diagnostico para identificar los problemas de manera automática y eficiente, suponiendo esto un ahorro de costes tanto para el fabricante como para el usuario.

La Figura 198, por último, es una fotografía del sistema real en el que se pueden apreciar todas las partes que forman el interior de la caja óptica.





**Figura 196: Chasis y caja óptica ya fabricados**



**Figura 197: Chasis con carenado de acero inoxidable**





Figura 198: Interior del dispositivo, array receptor situado entre los reflectores

## **8-REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS**

- [1] [www.anteral.com/sites/default/files/downloads/ES\\_Aplicaciones\\_de\\_tecnologias\\_de\\_Terahercios\\_ANTERAL.pdf](http://www.anteral.com/sites/default/files/downloads/ES_Aplicaciones_de_tecnologias_de_Terahercios_ANTERAL.pdf)
- [2] [www.i3a.unizar.es/cargar.php?modulo=ateneo/ateneo.php&modo=1&ampliar=205](http://www.i3a.unizar.es/cargar.php?modulo=ateneo/ateneo.php&modo=1&ampliar=205)
- [3] [www.oei.es/divulgacioncientifica/reportajes060.htm](http://www.oei.es/divulgacioncientifica/reportajes060.htm)
- [4] Antonio García-Pino, "A Bifocal Ellipsoidal Gregorian Reflector System for THz Imaging Applications." IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol 60, NO 9, September 2012.
- [5] [http://m.fomento.gob.es/mfom/lang\\_castellano/direcciones\\_generales/instituto\\_geografico/astronomia/investigacion/tecnologia/qo.htm](http://m.fomento.gob.es/mfom/lang_castellano/direcciones_generales/instituto_geografico/astronomia/investigacion/tecnologia/qo.htm)
- [6] [www.proteccioncivil.org/catalogo/carpeta02/carpeta24/vademecum12/vdm020.htm](http://www.proteccioncivil.org/catalogo/carpeta02/carpeta24/vademecum12/vdm020.htm)
- [7] I.Radunskaya, "El Fracaso de las Paradojas, Ciencia Popular." Editorial Mir, Moscu. Capitulo 8.
- [8] Hechtezajac, "Óptica", Addison-Wesley Iberoamericana. Capitulo 5.
- [9] [www.slideshare.net/edisoncoimbra/63-propagacion-en-el-espacio-libre](http://www.slideshare.net/edisoncoimbra/63-propagacion-en-el-espacio-libre)
- [10] Ángel Cardama, "Antenas.", Ediciones UPC. Capitulo 6.
- [11] Paul F.Goldsmith, "Quasioptical Systems", IEEE Press. Capítulos 2, 3 y 6.
- [12] Christophe Granet, "Designing Axially Symetric Cassegrain or Gregorian Dual-reflector Antennas from Combinations of Prescribed Geometric Parameters", IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 40, No 2, Abril 1998.

